



VYSOKÉ UČENÍ TECHNICKÉ V BRNĚ

BRNO UNIVERSITY OF TECHNOLOGY

FAKULTA ELEKTROTECHNIKY A KOMUNIKAČNÍCH TECHNOLOGIÍ

FACULTY OF ELECTRICAL ENGINEERING AND COMMUNICATION

ÚSTAV VÝKONOVÉ ELEKTROTECHNIKY A ELEKTRONIKY

DEPARTMENT OF POWER ELECTRICAL AND ELECTRONIC ENGINEERING

NÁVRH VYSOKOOTÁČKOVÉHO ELEKTRICKÉHO STROJE.

DESIGN OF A HIGH-SPEED ELECTRICAL MACHINE.

DIPLOMOVÁ PRÁCE

MASTER'S THESIS

AUTOR PRÁCE

AUTHOR

Bc. Martin Šolc

VEDOUCÍ PRÁCE

SUPERVISOR

Ing. Martin Mach, Ph.D.

BRNO 2019

Diplomová práce

magisterský navazující studijní obor **Silnoproudá elektrotechnika a výkonová elektronika**

Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky

Student: Bc. Martin Šolc

ID: 173759

Ročník: 2

Akademický rok: 2018/19

NÁZEV TÉMATU:

Návrh vysokootáčkového elektrického stroje.

POKYNY PRO VYPRACOVÁNÍ:

1. Vytvořte model navrženého stroje v programu pro výpočty metodou konečných prvků.
2. Proveďte simulace navrženého stroje.
3. Vyhodnoťte výsledky simulací.
4. Proveďte finální návrh daného stroje pro výrobu prototypu.

DOPORUČENÁ LITERATURA:

[1] PYRHONEN, J.; JOKINEN t.; HRABOVCOVÁ V. Design of rotating eletrical machines. John Wiley and Sons, 2007. ISBN 978-0-470-69516-6.

[2] HUPPUNEN, J. High-speed solid-rotor induction machine – electromegnetic calculation and design. Acta Universitatis Lappeenrantaensis 197, 2004. ISBN 951-764-944-4.

[3] D. Gerada, A. Mebarki, N. L. Brown, C. Gerada, A. Cavagnino and A. Boglietti, "High-Speed Electrical Machines: Technologies, Trends, and Developments," in IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 61, no. 6, pp. 2946-2959, June 2014. doi: 10.1109/TIE.2013.2286777 URL: <http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6644302&isnumber=6690243>

Termín zadání: 4.2.2019

Termín odevzdání: 22.5.2019

Vedoucí práce: Ing. Martin Mach, Ph.D.

Konzultant:

doc. Ing. Ondřej Vítek, Ph.D.
předseda oborové rady

UPOZORNĚNÍ:

Autor diplomové práce nesmí při vytváření diplomové práce porušit autorská práva třetích osob, zejména nesmí zasahovat nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a musí si být plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č.40/2009 Sb.

Abstrakt

Tato diplomová práce se zabývá návrhem vysokorychlostního asynchronního motoru s výkonem 30 kW, 60 000 ot.min⁻¹. V úvodu práce je rozebrána základní problematika vysokorychlostních motorů, používané materiály a typy motorů. Praktická část této práce se věnuje návrhu samotného motoru, vytvoření modelu v programu ANSYS Maxwell, provedení několik simulací a optimalizování navrženého stroje. Ve výsledné části této práce jsou vyhodnoceny jednotlivé simulace a představen finální model stroje.

Klíčová slova

Vysokorychlostní, indukční, asynchronní, motor, návrh, Maxwell, MKP

Abstract

This diploma thesis is dedicated to design of highspeed induction motor with power of 30 kW, 60 000 rpm. In the beginning of the thesis basic problematic of highspeed motors, used materials and motor types is discussed. The practical part of the thesis concerns design of the motor itself, creating a model in ANSYS Maxwell software, performing several simulations and optimalization of the designed machine. In the last part of this thesis each simulation is evaluated and the final model of the machine is introduced.

Keywords

Highspeed, induction, asynchronous, motor, design, Maxwell, FEM

Bibliografická citace:

ŠOLC, Martin. *Návrh vysokootáčkového elektrického stroje*. . Brno, 2019. Dostupné také z: <https://www.vutbr.cz/studenti/zav-prace/detail/117008>. Diplomová práce. Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, Ústav výkonové elektrotechniky a elektroniky. Vedoucí práce Martin Mach.

Prohlášení

„Prohlašuji, že svou diplomovou práci na téma Návrh vysokootáčkového elektrického stroje jsem vypracoval samostatně pod vedením vedoucího diplomové práce a s použitím odborné literatury a dalších informačních zdrojů, které jsou všechny citovány v práci a uvedeny v seznamu literatury na konci práce.

Jako autor uvedené diplomové práce dále prohlašuji, že v souvislosti s vytvořením této diplomové práce jsem neporušil autorská práva třetích osob, zejména jsem nezasáhl nedovoleným způsobem do cizích autorských práv osobnostních a jsem si plně vědom následků porušení ustanovení § 11 a následujících autorského zákona č. 121/2000 Sb., včetně možných trestněprávních důsledků vyplývajících z ustanovení části druhé, hlavy VI. díl 4 Trestního zákoníku č. 40/2009 Sb.

V Brně dne: **15. 5 2019**

.....
podpis autora

Poděkování

Děkuji vedoucímu diplomové práce Ing. Martinovi Machovi, Ph. D. za účinnou metodickou, pedagogickou a odbornou pomoc a další cenné rady při zpracování mé diplomové práce. Také bych chtěl poděkovat Ing. Petru Lošákovi, Ph.D. ze strojní fakulty za poskytnutí mechanických analýz rotoru.

V Brně dne: **15. 5 2019**

.....

podpis autora

Obsah

1 Úvod.....	12
2 Vysokorychlostní motory.....	13
2.1 Vysokootáčkové asynchronní motory.....	14
2.2 Vysokootáčkové synchronní motory	15
2.3 Spínané reluktanční motory	15
2.4 Omezení vysokootáčkových strojů	15
3 Návrh motoru 30 kW 60 000 ot/min.....	16
3.1 Volba hlavních rozměrů a návrh satorového vinutí.....	16
3.2 Výpočet rozměrů drážek a zubů satoru.....	24
3.3 Volba vzduchové mezery.....	27
3.4 Výpočet rotoru	28
3.4.1 Rotor nakrátko	29
3.5 Výpočet magnetického obvodu.....	32
3.6 Odpor a reaktance asynchronního stroje.....	34
3.7 Odpor jedné fáze rotorového vinutí	39
3.8 Rozptylová reaktance satorového vinutí.....	40
3.9 Rozptylová reaktance klecového vinutí rotoru	42
3.10 Poměrné hodnoty odporů a reaktancí	44
3.11 Ztráty a účinnost	44
3.12 Mechanické a ventilační ztráty	48
3.13 Přídavné ztráty při zatížení	48
3.14 Charakteristiky motoru a výpočet skluzu	49
4 Ansys maxwell, simulace.....	51
5 Závěr.....	71

Seznam obrázků

Obr. 2-1 Graf realizovaných strojů, hodnoty převzaty z [4], [8-42].....	13
Obr. 2-2-1 Topologie procesu návrhu [1].....	15
Obr. 3-1-1 Závislost koeficientu K_E na vnějším průměru statoru [2].....	18
Obr. 3-1-4 Závislosti drážkové rozteče na pólové rozteči [2].....	20
Obr. 3-1-5 Graf závislosti činitele zkrácení kroku na činiteli β [2].....	22
Obr. 3-2-1 Tvar zvolené drážky statoru (převzato z programu RMxprt).....	24
Obr. 3-4-1-1 Činitel k_i v závislosti na $\cos\phi$ [2].....	29
Obr. 3-4-1-2 Rozměry kruhů nakrátko klecového rotoru [2].....	30
Obr. 3-4-1-2 Tvar zvolené drážky rotoru (převzato z programu RMxprt).....	31
Obr. 3-6-1 Náhradní schéma asynchronního motoru [2].....	34
Obr. 3-6-2 Cívka dvouvrstvého statorového vinutí [2].....	36
Obr. 3-6-4 Grafy pro určení činitelů Δ_z a k'' [2].....	38
Obr. 3-8-1 Tvar statorové drážky a její rozměry [2].....	41
Obr. 3-11-1 Znázornění pulsací indukce ve vzduchové mezeře [2].....	45
Obr. 3-14-1 Závislost momentu na otáčkách motoru.....	49
Obr. 3-14-2 Závislost proudu na otáčkách motoru.....	50
Obr. 4-1 Síť pro výpočet motoru pomocí MKP.....	51
Obr. 4-2 Průběh momentů motoru pro modifikaci s otevřenými drážkami.....	52
Obr. 4-3 Průběh momentů motoru pro modifikaci s 22 drážkami.....	52
Obr. 4-4 Průběh momentů motoru pro modifikaci s 22 zešíkmenými drážkami.....	53
Obr. 4-5 Průběh momentů motoru pro modifikaci s 22 drážkami a větší vzduchovou mezerou.....	53
Obr. 4-4 Mechanické zatížení rotoru z plechů 0.....	55
Obr. 4-5 Faktor bezpečnosti rotoru z plechů 0.....	55
Obr. 4-6 Mechanické zatížení rotoru z plechů 1.....	57
Obr. 4-7 Faktor bezpečnosti rotoru z plechů 1.....	57
Obr. 4-8 Mechanické zatížení rotoru z plechů 2.....	58
Obr. 4-9 Faktor bezpečnosti rotoru z plechů 2.....	58
Obr. 4-10 Mechanické zatížení rotoru z plechů 3.....	59
Obr. 4-11 Faktor bezpečnosti rotoru z plechů 3.....	59

Obr. 4-12 Mechanické zatížení rotoru z plechů 4.....	60
Obr. 4-13 Faktor bezpečnosti rotoru z plechů 4.....	60
Obr. 4-14 Průběh momentu motoru s vyobrazeným tvarem drážky 1 (vzduchová mezera 0,7 mm).....	61
Obr. 4-15 Průběh momentu motoru s vyobrazeným tvarem drážky 2 (vzduchová mezera 0,9 mm).....	61
Obr. 4-16 Průběh momentu motoru s vyobrazeným tvarem drážky 3 (oválný tvar drážek, vzduchová mezera 0,5 mm).....	62
Obr. 4-17 Průběh momentu motoru s vyobrazeným tvarem drážky 4 (oválný tvar drážek, vzduchová mezera 0,7 mm).....	62
Obr. 4-18 Průběh momentu motoru s vyobrazeným tvarem drážky 5 (oválný tvar drážek, vzduchová mezera 0,7 mm, stejný průřez).....	63
Obr. 4-19 Průběh momentu motoru s vyobrazeným tvarem drážky (kruhový tvar drážek, vzduchová mezera 0,7 mm, stejný průřez).....	63
Obr. 4-20 Zobrazení magnetické indukce v modelu motoru pro tvar drážek 1.....	64
Obr. 4-21 Zobrazení magnetické indukce v modelu motoru pro tvar drážek 2.....	64
Obr. 4-22 Zobrazení magnetické indukce v modelu motoru pro tvar drážek 3.....	65
Obr. 4-23 Zobrazení magnetické indukce v modelu motoru pro tvar drážek 4.....	65
Obr. 4-24 Zobrazení magnetické indukce v modelu motoru pro tvar drážek 5.....	66
Obr. 4-25 Zobrazení magnetické indukce v modelu motoru pro tvar drážek 6.....	66
Obr. 4-26 Průběh momentu motoru s vyobrazeným tvarem drážky 7.....	67
Obr. 4-27 Průběh momentu motoru s vyobrazeným tvarem drážky 8.....	67
Obr. 4-28 Zobrazení magnetické indukce v modelu motoru pro tvar drážek 7.....	68
Obr. 4-29 Zobrazení magnetické indukce v modelu motoru pro tvar drážek 8.....	68
Obr. 3-5-2 BH křivka plechů Cogent M210-27A (hodnoty převzaty z [3]).....	85

Seznam tabulek

Tab. 2-2-1 Hodnoty obvodových rychlostí pro různé typy rotorů [4].....	14
Tab. 3-1-1 Výška osy stroje v závislosti na vnějším průměru statoru [2].....	17
Tab. 3-2-2 Tabulka koeficientu K_D [2].....	17
Tab. 3-2-1 Tabulka izolace a činitele plnění železa K_{Fe} [2].....	25
Tab. 3-2-2 Tabulka izolace a činitele plnění železa K_{Fe} [2].....	26
Tab. 3-6-1 Činitelé K_ξ a K_v v závislosti na počtu pólů [2].....	37
Tab. 3-2-3 Hodnoty izolace v závislosti na výšce osy h [2].....	27
Tab. 3-4-1 Hodnoty činitele k_h [2].....	28
Tab. 3-14-3 Porovnání navržených a programem vypočtených parametrů.....	50
Tab. 4-1 Mechanické vlastnosti plechů Cogent M210-27A [4].....	54
Tab. 4-2 Hodnoty momentu pro různé tvary drážek v ustáleném stavu.....	69
Tab. 4-3 Parametrů pro jednotlivé modifikace motoru.....	70
Tab. 5-1 Parametry statoru.....	72
Tab. 5-2 Parametry statorových drážek.....	72
Tab. 5-3 Parametry rotoru.....	72
Tab. 5-4 Parametry rotorových drážek.....	73
Tab. 5-5 Parametry kruhů nakrátko.....	73

1 ÚVOD

Tato diplomová práce se zabývá elektromagnetickým návrhem vysokootáčkového asynchronního motoru s výkonem 30 kW a jmenovitými otáčkami 60 000 ot/min.

Vysokootáčkové motory se v posledních letech stále více používají, zejména pro pohony průmyslových zařízení či elektromobilů. Hlavní důvodem je relativně jednoduchá konstrukce, jelikož není potřeba mechanických převodovek, které jsou u nízkootáčkových strojů nutností. Tyto převodovky jsou složité na výrobu, zvyšují cenu samotného motoru a navíc v ní vznikají mechanické ztráty, což snižuje účinnost motoru.

Nízkootáčkové stroje jsou složeny z daného motoru navrženého na síťovou frekvenci a mechanické převodovky. U strojů s otáčkami vyššími než 3000 ot/min jsou použity frekvenční měniče, které umožňují navýšení frekvence nad síťovou frekvenci, a tudíž umožňují dosáhnout vyšších rychlostí motoru.

Při velmi vysokých otáčkách, resp. otáčkách nad 10 000 ot/min, se bohužel ale začínají uplatňovat vysoké ztráty způsobené ztrátami v železe vlivem vysokých frekvencí, jelikož tyto ztráty jsou úměrné frekvenci s druhou mocninou. Při vyšších frekvencích se také začíná uplatňovat skinefekt.

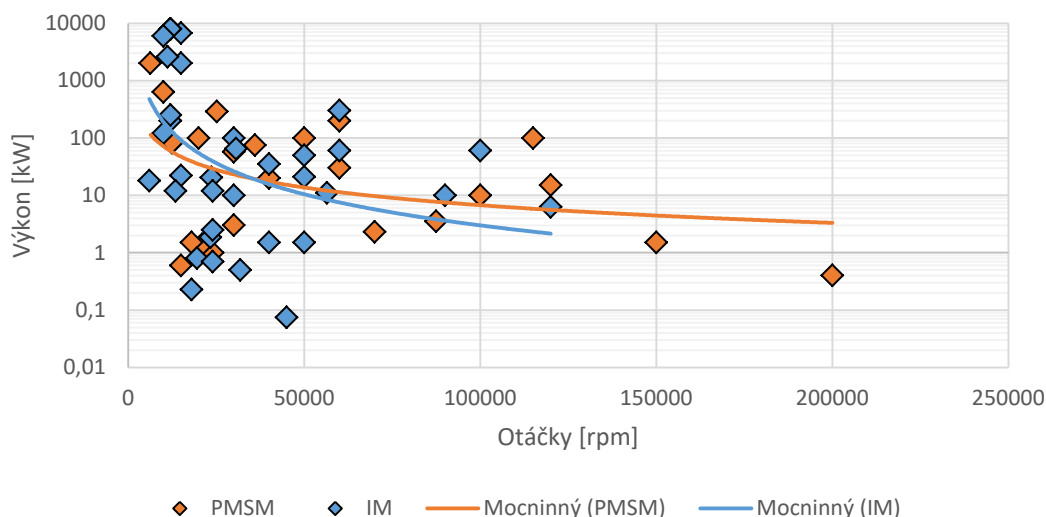
O aspektech návrhu vysokootáčkových strojů bylo již vydáno velké množství článků. Tato práce ve své další kapitole uvádí teoretické poznatky pro návrh vysokootáčkového stroje.

2 VYSOKORYCHLOSTNÍ MOTORY

Pro začátek je nutné definovat otáčky, při kterých lze stroj nazývat vysokootáčkovým. Není přesně daná hodnota otáček, od které se motor považuje za vysokootáčkový, avšak za vysokootáčkový stroj se většinou uvažuje více než 10 000 otáček. Co se týče maximálních otáček, jsou omezeny převážně rozměry stroje, kdy s vyšším počtem otáček roste mechanické namáhání rotoru a je tudíž nutné zmenšit jeho rozměry, aby se snížila obvodová rychlost a tím i mechanické namáhání. Maximální otáčky stroje tedy mohou být teoreticky libovolné, avšak stroj nelze neomezeně zmenšovat. Vysokootáčkové stroje je tedy nutné posuzovat nejen podle otáček, ale také podle obvodové rychlosti rotoru, jelikož bere v potaz i rozměry stroje. Mechanické namáhání rotoru je totiž hlavním hlediskem, které limituje otáčky stroje. [43]

V současnosti se nejvíce používají synchronní stroje s permanentními magnety a asynchronní motoru s klecí nakrátko. Dále se také začínají rozmáhat spínané reluktanční motory, které fungují na principu snižování magnetického odporu. Těchto strojů však zatím není mnoho realizováno, proto nejsou v grafu uvedeny.

Na obrázku 2-1 lze vidět mnoho již realizovaných strojů těchto typů s ohledem na jejich výkon a otáčky.



Obr. 2-1 Graf realizovaných strojů, hodnoty převzaty z [4], [8-42]

Z grafu lze vidět, že oba typy strojů mohou být realizovány pro rozsáhlé velikosti otáček i výkonů.

2.1 Vysokootáčkové asynchronní motory

Nejpoužívanějším typem vysokootáčkových strojů jsou asynchronní motory. Tento typ se používá převážně díky své jednoduchosti, robustnosti a tepelné odolnosti. Z konstrukčního hlediska se motory navrhují převážně s klecí nakrátko či plným rotorem. Výhodou plných rotorů jsou vysoké obvodové rychlosti vzhledem k robustnosti motoru, ale tento typ rotoru je bohužel zatížen vysokými rotorovými ztrátami způsobenými vířivými proudy. Tyto proudy jsou totiž úměrné druhé mocnině frekvence. Pro nižší obvodové rychlosti se používají více motory s klecí nakrátko. [4]

Zde je ale třeba dávat větší pozor z hlediska mechanického, aby motor takové rychlosti vydržel. Na tabulce 2-1-1 můžeme vidět porovnání mnoha realizovaných asynchronních strojů s ohledem na otáčky, výkon, typ rotoru, jeho průměr a obvodovou rychlost.

Tab. 2-2-1 Hodnoty obvodových rychlostí pro různé typy rotorů [4]

v_c [m/s]	Průměr rotoru [mm]	Typ rotoru	Výkon [kW]	Otáčky [ot./min.]
367	70	plný opláštěný	60	100000
342	109	plný opláštěný	300	60000
290	-	laminovaný	2000	15000
283	90	plný opláštěný	60	60000
250	-	laminovaný	8000	12000
236	90	plný s klecí	50	50000
204	325	plný axiálně nařezaný	8000	12000
193	330	plný s klecí	2610	11160
185	118	laminovaný	100	30000
182	348	laminovaný	6000	10000
180	39	laminovaný	10	90000
177	28	plný	6,3	120000
168	80	laminovaný	35	40000
144	90	laminovaný s klecí	65	30600
138	47	laminovaný opláštěný	11	56500
134	51	laminovaný	21	50000
126	200	laminovaný	200	12000
126	200	plný axiálně nařezaný	250	12000
124	99	plný opláštěný	12	24000
120	46	laminovaný	1,5	50000
102	195	plný axiálně nařezaný	120	10000
63	50	plný opláštěný	0,7	24000
62	88	plný axiálně nařezaný	12	13500
60	25	laminovaný	0,075	45000

2.2 Vysokootáčkové synchronní motory

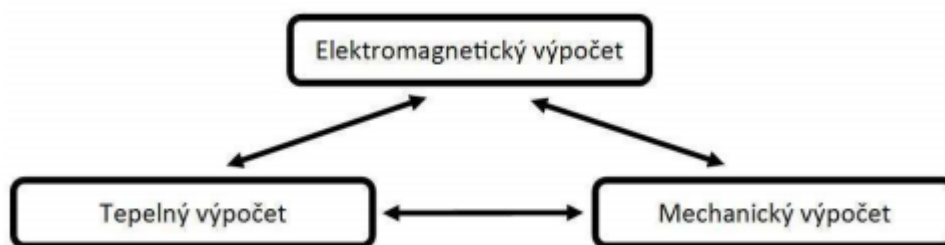
Druhým nejpoužívanějším typem vysokootáčkového stroje jsou synchronní motory s permanentními magnety. Z obrázku 2-1 můžeme vidět, že synchronní stroje převládají nad asynchronními, co se týče nejvyšších dosažených otáček. Synchronní motory s permanentními magnety dosahují vyšší hustoty výkonu a vyšších účinností. Permanentní magnety jsou nejčastěji typu SmCo či FeNdB. Nevýhodou synchronních motorů jsou nižší obvodové rychlosti. Rotory těchto strojů musí být opatřeny zpevňovacími pouzdry kolem rotoru, která zvyšují mechanické vlastnosti stroje a umožňují vyšší otáčky. Tyto rukávy bývají nejčastěji z titanu či kevlaru. Titan má větší pevnost, ale vznikají v něm ztráty vířivými proudy. V kevlaru naopak nedochází ke vzniku vířivých ztrát, ale nedosahuje takových mechanických vlastností jako titan. [4]

2.3 Spínané reluktanční motory

Tento typ stroje není běžný pro vysokootáčkové aplikace. Tyto motory se vyrábí převážně pro výkony do 1 kW a v nízkonákladové výrobě pro spotřebiče jako například vysavače. Výhodou reluktančních motorů je nízká poruchovost, jednoduchá konstrukce a vysoká tepelná výdrž (mohou pracovat v teplotách až 400 °C). [4]

2.4 Omezení vysokootáčkových strojů

Maximální otáčky stroje jsou limitovány několika parametry, jako například mechanické namáhání, teplota či kritické otáčky. Tyto parametry jsou závislé na mnoha jiných parametrech, jako například na výkonu, velikosti stroje či elektromagnetickém zatížení stroje. Tato omezení ovlivňují volbu materiálu rotoru a jeho rozměry. Návrh motoru je tedy potřeba provádět ve společné interakci tří hledisek, viz obrázek 2-2-1. [1]



Obr. 2-2-1 Topologie procesu návrhu [1]

3 NÁVRH MOTORU 30 KW 60 000 OT/MIN

3.1 Volba hlavních rozměrů a návrh statorového vinutí

Vzhledem k zadanému výkonu a otáčkám stroje lze pro návrh stroje použít oba typy vysokootáčkového stroje. Pro návrh byl zvolen asynchronní motor, jelikož má jednoduchou konstrukci, jeho výroba je levnější než synchronního stroje a lze u něj dosáhnout vyšších obvodových rychlostí. Následující návrh stroje využívá vztahů převzatých z [2], pokud není citováno jinak.

Základní návrh motoru začíná zvolením hlavních rozměrů motoru, což je vnitřní průměr statoru D a délky vzduchové mezery l_i . Tyto dva rozměry jsou svázány s výkonem, úhlovou rychlostí a elektromagnetickým zatížením, resp. strojovou konstantou [2]

$$\frac{D^2 \cdot l_i \cdot \omega_s}{P_i} = \frac{2}{\pi \cdot \alpha_\delta \cdot k_B \cdot k_v \cdot A \cdot B_\delta} \quad (3-1)$$

Na počátku je známa jen synchronní úhlová rychlost, ostatní parametry zůstávají neznámé. Výpočet tudíž vychází z doporučených hodnot elektromagnetického zatížení (A a B_δ), činitelů α_δ , k_B , k_v a přibližného elektromagnetického výkonu P_i . Poslední dvě neznámé D a l_i , jejichž přesné určení je nemožné bez doplňujících podmínek. Jednou z podmínek je například poměr l_i/D nebo v praxi více používaný tzv. štíhlostní poměr $\lambda = l_i/D$. Štíhlostním poměrem do určité míry lze určit ekonomické ukazatele stroje, vliv, vlastnosti a chlazení strojů. [2]

Vzhledem k vysokorychlostní povaze navrhovaného motoru nelze určit rozměry statoru z tabulek dle Kopylova, proto se určí základní rozměry rotoru, resp. statoru z maximální dovolené obvodové rychlosti z tabulky 2-1-1. V této tabulce jsou znázorněny obvodové rychlosti pro realizované stroje rozmanitých výkonů, otáček, průměrů a typu rotorů. Pro návrh stroje je použit rotor z laminovaných plechů. Ze zadaných hodnot a hodnot z tabulky 2-1-1 byla určena maximální obvodová rychlost pro motor, $v_c = 180$ m/s. Z této obvodové rychlosti a otáček stroje byl určen průměr rotoru $D_r = 57,3$ mm. Poté byla pomocí [2] zvolena výška osy stroje z tabulky 3-1-1. Výška osy zvolena $h = 80$ mm. Tloušťka vzduchové mezery se předběžně zvolí $\delta = 0,4$ mm. Proto

vnitřní průměr statoru je $D=58,1$ mm. Vnější průměr statoru při stejné indukci v jednotlivých úsecích magnetického obvodu u strojů se stejným D je výška jha statoru přímo úměrná magnetického toku ψ , resp. nepřímo úměrná počtu pólů stroje (přímo úměrná pólové rozteči). Při nezávislosti rozměrů drážek na počtu pólů dostaneme přibližný vztah $D = K_D \cdot D_e$.

Tab. 3-2-1 Výška osy stroje v závislosti na vnějším průměru statoru [2]

h (mm)	56	63	71	80	90	100	112	132
D_e (m)	0,089	0,1	0,116	0,131	0,149	0,168	0,191	0,225
h (mm)	160	180	200	225	250	280	315	355
D_e (m)	0,272	0,313	0,349	0,392	0,437	0,53	0,59	0,66

Koeficient K_D se určí z tabulky 3-1-2. [2]

Tab. 3-1-2 Tabulka koeficientu K_D [2]

2p	2	4	6	8	10-12
K_D	0,52-0,57	0,62-0,68	0,70-0,72	0,74-0,75	0,75-0,77

Pro navrhovaný stroj se z důvodů vysoké napájecí frekvence volí $2p=2$. Je zvolena střední hodnotu $K_D=0,55$. Nyní se určí vnější průměr statoru, který je

$$D_e = \frac{D}{K_D} = \frac{58,1}{0,55} = 105,6 \text{ mm} \quad (3-2)$$

V dalším kroku se určí pólová rozteč

$$t_p = \frac{\pi D}{2p} = \frac{\pi \cdot 0,0581}{2 \cdot 1} = 91,3 \text{ mm} \quad (3-3)$$

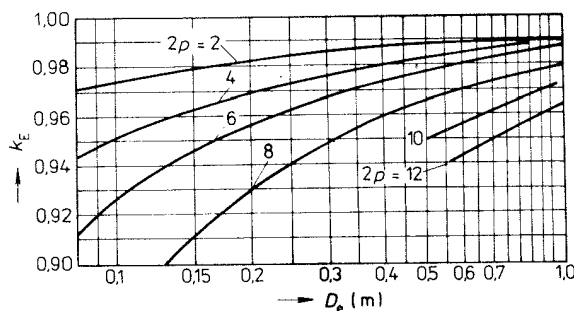
a vnitřního výkonu P_i

$$P_i = m \cdot I \cdot U_i = P_2 \frac{k_E}{\eta \cdot \cos \varphi} = 30\,000 \frac{0,975}{0,95 \cdot 0,76} = 41,51 \text{ kW} \quad (3-4)$$

Kde P_2 je výkon na hřídeli motoru (W)

k_E je poměr indukovaného napětí vinutí statoru ke jmenovitému napětí

Koeficient K_E byl určen z obrázku 3-1-1 na základě vnějšího průměru statoru, a to $K_E=0,975$. [2]



Obr. 3-2-1 Závislost koeficientu K_E na vnějším průměru statoru [2]

Předběžné hodnoty účinnosti η a účiníku $\cos\varphi$ se volí na základě již navržených motorů s podobnými parametry. Bylo zvoleno $\eta = 0,95$ a $\cos\varphi = 0,76$. Stejné určení se provede pro indukci ve vzduchové mezeře a lineární proudovou hustotu. Pro určení hodnoty lineární hustoty a indukce ve vzduchové mezeře je potřeba vycházet více z teoretických poznatků než podle Kopylova. Pro pomalotočivé stroje lze použít Kopylovovy tabulky, avšak pro vysokootáčkové stroje je nelze uvažovat, jelikož se dosahuje mnohem vyšších frekvencí než síťové, v tomto případě 20ti násobku. Volba indukce záleží primárně na velikosti použité napájecí frekvence, jelikož hlavní ztráty v železe jsou úměrné druhé mocnině frekvence. Předběžné se tedy volí indukce ve vzduchové mezeře $B_\delta = 0,43$ T a lineární proudová hustota $16\,000$ A.m⁻¹.

Dále je potřeba zjistit činitel pólového krytí α_δ a činitel tvaru pole k_B . Tyto dva parametry jsou u asynchronních strojů určeny zploštěním křivky pole ve vzduchové mezeře. Toto zploštění je způsobeno nasycením zubů statoru a rotoru a relativně přesně mohou být dopočteny až po výpočtu magnetického obvodu. Před tímto výpočtem je lepší uvažovat sinusové pole. Tyto činitele se předběžně zvolí

$$\alpha_\delta = \frac{2}{\pi} \doteq 0,64 \quad (3-5)$$

$$k_B = \frac{\pi}{2\sqrt{2}} \doteq 1,11 \quad (3-6)$$

Hodnota činitele statorového vinutí k_{v1} se volí podle typu vinutí. Pro jednovrstvá vinutí je $k_{v1}=0,95-0,96$ a pro dvouvrstvá při $2p=2$ je $k_{v1}=0,90-0,91$. Vzhledem k volbě dvouvrstvého vinutí z důvodu potlačení vyšších harmonických je zvolen $k_{v1}=0,91$. [2]

Synchronní úhlovou rychlost hřídele lze vyjádřit jako

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot \frac{n_1}{60} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{60\,000}{60} = 6283,2 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \quad (3-7)$$

resp.

$$\omega_s = 2 \cdot \pi \cdot \frac{f_1}{p} = 2 \cdot \pi \cdot \frac{1000}{1} = 6283,2 \text{ rad} \cdot \text{s}^{-1} \quad (3-8)$$

Nyní jsou známy všechny parametry rovnice 3-1 a je možné dopočítat ideální délku vzduchové mezery

$$l_i = \frac{P_i}{D^2 \cdot \omega_s \cdot k_B \cdot k_{v1} \cdot A \cdot B_\delta} \quad (3-9)$$

$$l_i = \frac{40491}{0,0581^2 \cdot 6283,2 \cdot 1,11 \cdot 0,91 \cdot 16000 \cdot 0,43} = 0,272 \text{ m} \quad (3-10)$$

Pro malé velikosti osy stroje do axiální délky 250 až 300 mm se nenavrhují žádné ventilační kanály, statorový svazek je tvořen jedním paketem a tudíž lze uvažovat

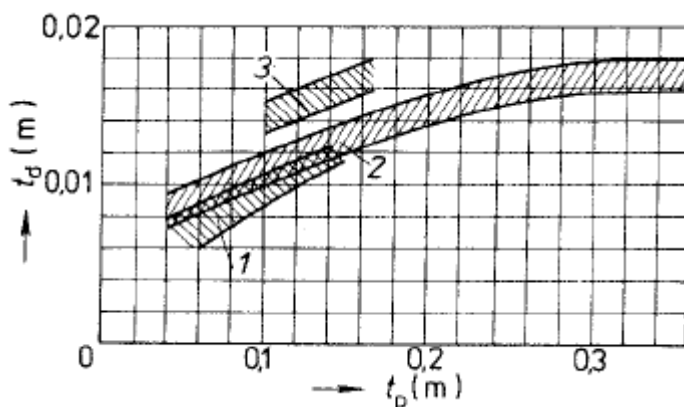
$$l_i = l_1 = l_{Fe1} \quad (3-11)$$

V další části návrhu se určí počet drážek statoru Q_1 a počet závitů v sérii jedné fáze vinutí N_1 . Počet závitů je nutno zvolit takový, aby indukce ve vzduchové mezeře a lineární hustota proudu souhlasily nebo bylo velmi blízko hodnotám zvoleným při výpočtu základních rozměrů. Počet drážek musí navíc být takový, aby zajišťoval dostatečně rovnoměrné rozložení vinutí. [2]

Na počátku se volí předběžná drážková rozteč t_{d1} dle typu vinutí, jmenovitého napětí a pólové rozteče motoru. Pro dostatečně rovnoměrné rozložení vinutí je nutný vysoký počet drážek, resp. malá drážková rozteč. Zároveň ale nesmí být moc malá šířka drážky, jelikož se tím snižuje plnění drážky a u malých strojů se tím může nepřípustně snížit

mechanická pevnost zubů. Další ovlivňujícím faktorem je cena stroje, která se zvyšuje s rostoucím počtem drážek. [2]

Hodnota t_{d1} se odečítá z obrázku 3-1-4, z oblasti 1, která udává hodnoty drážkové rozteče pro stroje s výškou osy $h \leq 90$ mm.



Obr. 3-1-4 Závislosti drážkové rozteče na pólové rozteči [2]

Pro zvolenou pólovou rozteč 0,913 mm je odečteno $t_{d1min}=0,008$ m a $t_{d1max}=0,0105$ m. Možné počty statorových drážek poté vychází

$$Q_{1min} = \frac{\pi \cdot D}{t_{d1max}} = \frac{\pi \cdot 0,0581}{0,0105} = 17,38 \quad (3-12)$$

$$Q_{1max} = \frac{\pi \cdot D}{t_{d1min}} = \frac{\pi \cdot 0,0581}{0,008} = 22,81 \quad (3-13)$$

Výsledný počet drážek se volí z vypočítaného rozmezí, s ohledem na symetrii vinutí a k požadovanému počtu drážek na pól a fázi q . Počet drážek musí být dělitelný počtem fází a číslo q musí být pro většinu asynchronních strojů celé. Je známo, že $q=Q_1/2pm$. Pomocí rozmezí a znalosti o q lze určit, že počet statorových drážek může být 18 a počet drážek na pól a fázi bude 3. Výsledná hodnota drážkové rozteče bude

$$t_{d1} = \frac{\pi \cdot D}{2pmq} \quad (3-14)$$

Tato hodnota nesmí vybočovat z vypočteného rozmezí o více než 10% a v žádném případě nesmí být menší než 6-7 mm u strojů s osovou výškou $h \geq 56$ mm. Pro 18 statorových drážek vychází

$$t_{d1} = \frac{\pi \cdot 0,0581}{2 \cdot 1 \cdot 3 \cdot 3} = 0,010 \text{ m} \quad (3-15)$$

což odpovídá zvolenému rozmezí 0,008 až 0,0105 m a zároveň je větší než 6-7 mm.

V dalším kroku se volí počet efektivních vodičů v drážce V_d . Při tom je nutné se řídit pravidlem, že počet musí být celočíselný a u dvouvrstvých vinutí dělitelný dvěma. Výsledný počet V_d je tedy nutno zaokrouhlit na celé číslo, pro dvouvrstvé vinutí na číslo dělitelné dvěma. Kvůli hladšímu zaokrouhlení se nejprve určí předběžný počet efektivních vodičů v drážce V_d' při uvažovaném počtu paralelních větví $a=1$. [2]

$$V_d' = \frac{\pi \cdot D \cdot A}{I_{1N} \cdot Q_1} = \frac{\pi \cdot 0,0581 \cdot 16000}{60,2 \cdot 18} = 2,7 \quad (3-16)$$

Kde A je lineární hustota proudu ($A \cdot m^{-1}$)

I_{1N} je jmenovitý proud vinutí statoru (A)

$$I_{1N} = \frac{P_2}{m \cdot U_N \cdot \eta \cdot \cos \varphi} = \frac{30000}{3 \cdot 230 \cdot 0,95 \cdot 0,76} = 60,2 \text{ A} \quad (3-17)$$

Hodnota V_d' se nezaokrouhluje na celé číslo, ale hledá se takový počet paralelních větví vinutí a , při kterém bude počet efektivních vodičů v drážce vyhovovat zmíněným podmínkám, nebo bude potřeba jen lehké změny. [2]

$$V_d = a \cdot V_d' \quad (3-18)$$

Pro $a=2$ je $V_d = 5,4 \doteq 5$

Výsledný počet závitů v jedné fázi vinutí je

$$N_1 = \frac{V_d \cdot Q_1}{2 \cdot a \cdot m} = \frac{5 \cdot 18}{2 \cdot 2 \cdot 3} = 7,5 \doteq 8 \quad (3-19)$$

Výsledná lineární hustota proudu je

$$A = \frac{2 \cdot m \cdot N_1 \cdot I_{1N}}{\pi \cdot D} = \frac{2 \cdot 3 \cdot 8 \cdot 60,2}{\pi \cdot 0,0581} = 15829 \text{ A} \cdot m^{-1} \quad (3-20)$$

Tato hodnota se musí jen nepatrně lišit od hodnoty na počátku zvolené, jelikož její změna je určena pouze poměrem počtu efektivních vodičů v drážce k počtu zvolenému.

Typ statorového vinutí se volí podle výkonu stroje, konstrukce a technologie jeho provedení. [2]

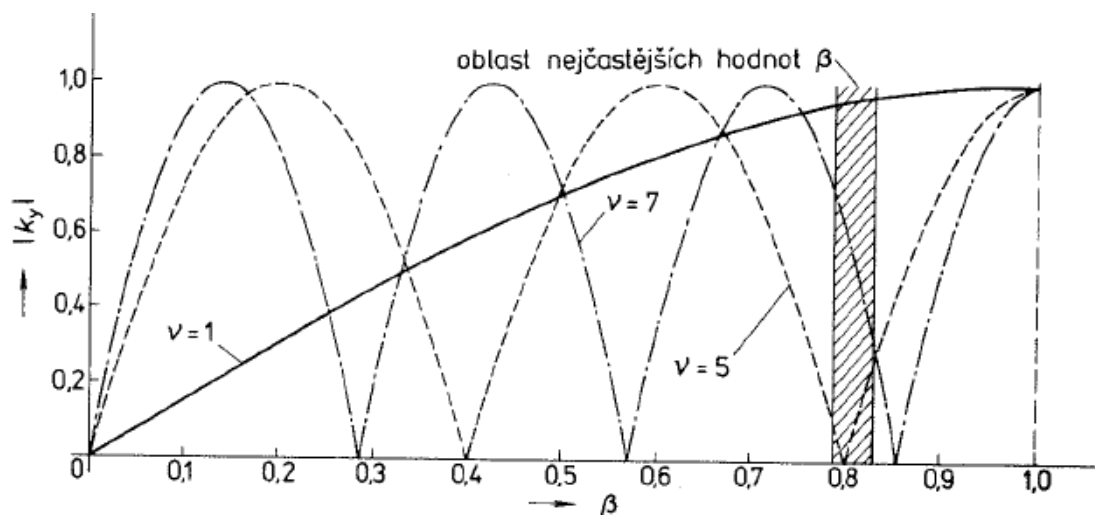
Dále je nutné vypočíst činitel vinutí $k_v = k_r \cdot k_y$. Tento činitel se počítá pro dané zkrácení kroku β a dané q . Zkrácení kroku β se vypočítá jako

$$\beta = \frac{2}{3} \cdot \frac{q+1}{q} = \frac{2}{3} \cdot \frac{3+1}{3} = 0,89 \quad (3-21)$$

U dvouvrstvých vinutí asynchronních motorů se krok zkracuje na přibližnou hodnotu $\beta=0,833$. Činitel rozlohy k_r se počítá podle vztahu

$$k_r = \frac{\sin\left(\frac{q}{Q_p} \frac{\pi}{2}\right)}{q \cdot \sin\left(\frac{1}{Q_p} \frac{\pi}{2}\right)} = \frac{\sin\frac{\pi}{2m}}{q \cdot \sin\frac{\pi}{2mq}} = \frac{0,5}{3 \cdot \sin\frac{\pi}{30}} = 0,96 \quad (3-22)$$

Činitel zkrácení kroku k_y pro první harmonickou se určí z obrázku 3-1-5 [2]



Obr. 3-1-5 Graf závislosti činitele zkrácení kroku na činiteli β [2]

Z obrázku je odečten činitel zkrácení kroku $k_y=0,95$.

Výsledný činitel vinutí je

$$k_v = k_r \cdot k_y = 0,96 \cdot 0,95 = 0,912 \quad (3-23)$$

Při známém činiteli vinutí k_{v1} mohu upřesnit hodnotu magnetického toku

$$\Phi = \frac{k_E \cdot U_{1N}}{4 \cdot k_B \cdot N_1 \cdot f_1 \cdot k_v} = \frac{0,975 \cdot 230}{4 \cdot 1,11 \cdot 8 \cdot 1000 \cdot 0,912} = 6,81 \text{ mWb} \quad (3-24)$$

Poté se určí magnetická indukce ve vzduchové mezeře

$$B_\delta = \frac{\Phi}{D \cdot l_i} = \frac{1 \cdot 6,81 \cdot 10^{-3}}{0,0581 \cdot 0,272} = 0,43 \text{ T} \quad (3-25)$$

Pokud tato hodnota přesahuje meze doporučeného rozmezí, což je 0,66 až 0,68 T o více než 5 %, je třeba zvolit jinou hodnotu V_d a výpočet opakovat. Vypočtená hodnota leží v toleranci rozmezí. Nyní se přejde k výpočtu průřezu vodiče. [2]

Průřez efektivního vodiče je určen velikostí proudu jedné paralelní větve a dovolené hustoty proudu

$$S'_{ef1} = \frac{I_{1N}}{a \cdot J_1} = \frac{60,2}{3 \cdot 2,3 \cdot 10^6} = 1,29 \cdot 10^{-5} \text{ m}^2 \quad (3-26)$$

Kde J_1 volím předběžně $J_1 = 2,3 \cdot 10^6 \cdot \text{m}^{-2}$

U vsypávaných vinutí se používají dráty s průměrem maximálně 1,8 mm, s ohledem na spolehlivost a zjednodušení technologie 1,4 až 1,7 mm. [2]

Pokud průřez navrženého vodiče je vyšší než dovolené rozmezí, je třeba vodiče rozdělit na několik dílčích vodičů. Volí se takový počet dílčích vodičů a takový průřez vodičů, aby se vešlo do rozmezí průměru vodiče a zároveň byl co nejblíže žádanému průřezu vodiče. [2]

Pro navrhovaný stroj je zvolen vodič o průměru 0,683 mm, resp. o průřezu

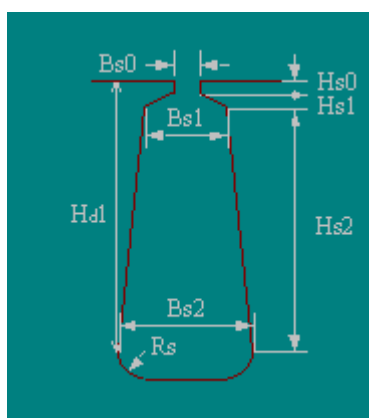
$S_{vef} = 3 \times 0,366 \text{ mm}^2$. Pro nový průřez vodičů a počet dílčích vodičů se vypočítá novou hustotu proudu ve vinutí

$$J = \frac{I_{1N}}{a \cdot S_v \cdot n_p} = \frac{60,2}{3 \cdot 3,66 \cdot 10^{-7} \cdot 4} \doteq 2,05 \cdot 10^7 \text{ A} \cdot \text{m}^{-2} \quad (3-27)$$

Tímto končí výpočet statorového vinutí.. Další korekce, ke kterým může v průběhu dalších výpočtů dojít, většinou nemají velký vliv na hodnoty získané v předchozích výpočtech. [2]

3.2 Výpočet rozměrů drážek a zubů statoru

Další část návrhu stroje je zaměřena na výpočet rozměrů drážek a zubů statoru. Pro volbu rozměrů drážek je nutné dávat pozor na několik okolností. Plocha drážky musí odpovídat počtu a rozměrům vodičů v ní uložených, s uvážením izolace. Dále hodnoty magnetických indukcí v zubech a jhu statoru musí být v daných mezích, odpovídající typu, výkonu a provedení stroje a použitému materiálu plechů. Tvar drážek se volí podle výkonu stroje a typu vinutí. Vodiče kruhového průřezu vyspávaného vinutí se mohou ukládat do drážek libovolného tvaru. Rozměry se však volí tak, aby zuby měly rovnoběžné stěny. Takovéto zuby mají konstantní příčný průřez a v celé výšce zůstává rovnoměrná magnetická indukce. Zvolený typ drážek lze vidět na obrázku



Obr. 3-2-1 Tvar zvolené drážky statoru (převzato z programu RMxpert)

Jako první se vypočítá výška jha statoru

$$h_{j1} = \frac{\Phi}{2 \cdot B_{j1} \cdot l_{Fe} \cdot k_{Fe}} = \frac{6,81 \cdot 10^{-3}}{2 \cdot 1,13 \cdot 0,272 \cdot 0,97} = 0,012 \text{ m} \quad (3-28)$$

a šířka zubu jako

$$b_{z1} = \frac{B_{\delta} \cdot t_{d1} \cdot l_i}{B_{z1max} \cdot l_{Fe} \cdot k_{Fe}} = \frac{B_{\delta} \cdot t_{d1}}{B_{z1max} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,43 \cdot 0,01}{0,92 \cdot 0,97} = 0,007 \text{ m} \quad (3-29)$$

Činitel plnění železa byl odečten z tabulky 3-2-1 [2]. Bylo odečteno $k_{Fe}=0,97$.

Tab. 3-2-1 Tabulka izolace a činitele plnění železa K_{Fe} [2]

h (mm)	U (V)	Stator		Rotor nakrátko		Rotor kroužkový	
		způsob izolace	k_{Fe}	způsob izolace	k_{Fe}	způsob izolace	k_{Fe}
50-250	≤ 660	vrstva oxidu	0,97	vrstva oxidu	0,97	-	-
280-355	≤ 660	lakování	0,95	vrstva oxidu	0,97	lakování	0,95
400-560	6000	lakování	0,95	lakování	0,95	lakování	0,95

Hloubka drážky se počítá jako

$$H_{d1} = \frac{D_e - D}{2} - h_{j1} = \frac{0,1056 - 0,0581}{2} - 0,012 = 0,0089 \text{ m} \quad (3-30)$$

Maximální šířka drážky se vypočítá jako

$$B_{s2} = t_{d1} - b_{z1min} = 0,01 - 0,007 = 0,0086 \text{ m} \quad (3-31)$$

Minimální šířka drážky

$$B_{s1} = \frac{\pi(D + 2H_{s0} - B_{s0}/\sqrt{3}) - Q_1 \cdot b_{z1}}{Q_1 - \pi/\sqrt{3}} \quad (3-32)$$

$$B_{s1} = \frac{\pi(0,0581 + 2 \cdot 0,0007 - 0,0025/\sqrt{3}) - 18 \cdot 0,007}{18 - \pi/\sqrt{3}} = 0,006 \text{ m} \quad (3-34)$$

Dále se zvolí výška otevření drážky H_{s0} . Tato výška musí být dostatečně velká, aby zajišťovala mechanickou pevnost hlav zubů, které po přidání klínů zajišťují vodiče v drážkách. Při zvýšení výšky otevření drážky se zvýší rozptylový tok drážky, což je ve většině případů nežádoucí. Tato hodnota bývá u běžných motorů v rozmezí 0,5 až 1 mm. [2]. Volím hodnotu $H_{s0} = 0,7 \text{ mm}$.

Otevření drážky b_0 většinou bývá $B_{s0} = d_i + (1,5 \text{ až } 2) \text{ mm}$. Kde d_i je průměr izolovaného vodiče (mm). Otevření drážky musí umožnit průchod vodičů vinutí do prostoru drážky při uvažování tloušťky izolačních vložek pro ochranu izolace vodičů před poškozením o ostré hrany vstupního otvoru. Tato hodnota bývá v rozmezí od 1,8 až

4 mm u větších strojů. Tyto hodnoty v závislosti na výšce osy stroje a počtu pólů stroje jsou uvedeny v tabulce 3-2-2. [2]

Tab. 3-2-2 Tabulka izolace a činitele plnění železa k_{Fe} [2]

h (mm)	Počet pólů 2p					
	2	4	6	8	10	12
50-63	1,8	1,8	1,8		-	-
71	2	2	2		-	-
80-90	3	3	2,7		-	-
100-112	3,5	3,5	3		-	-
132	4	3,5	3,5		-	-
160-250	4	3,7	3,7		-	-
280-315	-	-	-		4	4

Pro parametry navrhovaného motoru je zvoleno otevření drážek $B_{s0} = 2,5$ mm.

V části drážky pro klín jsou klíny s vložkami, proto se při výpočtu plochy drážky tato část neuvažuje.

Plocha příčného průřezu drážky se vypočítá jako

$$S_d = \frac{B_{s2} + B_{s1}}{2} \cdot H_{s2} = \frac{0,0086 + 0,006}{2} \cdot 0,007 = 51,1 \text{ mm}^2 \quad (3-33)$$

kde

$$H_{s2} = H_{d1} - (H_{s0} + H_k) = 0,0089 - (0,0007 + 0,001) = 0,007 \text{ m} \quad (3-34)$$

$$H_k = \frac{B_{s1} - B_{s0}}{2\sqrt{3}} = \frac{0,006 - 0,0025}{2\sqrt{3}} = 0,001 \text{ m} \quad (3-35)$$

Při výpočtu činitele plnění drážky je potřeba brát v úvahu plochu S_i , kterou zaujímá izolace drážky a také plochu izolační vložky v drážce S_{v1} . Tyto rozměry se určí s uvažováním vůlí na skládání plechů Δb_d a Δh_d . [2]

$$B'_{s2} = B_{s2} - \Delta b_d = 0,0093 - 0,0001 = 0,0092 \text{ m} \quad (3-36)$$

$$B'_{s1} = B_{s1} - \Delta b_d = 0,00669 - 0,0001 = 0,00659 \text{ m} \quad (3-37)$$

$$H'_{s2} = H_{s2} - \Delta h_d = 0,0075 - 0,0001 = 0,0074 \text{ m} \quad (3-38)$$

Kde hodnoty Δb_d a Δh_d jsou uvedeny v tabulce 3-2-3.

Tab. 3-2-3 Hodnoty izolace v závislosti na výšce osy h [2]

výška osy h [mm]	Přidavky [mm]	
	na šířku Δb_d	na výšce Δh_d
50-132	0,1	0,1
160-250	0,2	0,2
280-355	0,3	0,3
400-560	0,4	0,3

$$S_i = b_i(2H_{d1} + B_{s2} + B_{s1}) \quad (3-39)$$

$$S_i = 0,0001 \cdot (2 \cdot 0,0095 + 0,0093 + 0,00669) = 14 \text{ mm}^2 \quad (3-40)$$

Kde b_i je jednostranná tloušťka izolace v drážce.

Plocha drážky zbývající pro vinutí je dána vztahem

$$S'_d = \frac{B'_{s2} + B'_{s1}}{2} \cdot H_{s2} - S_i = \frac{(9,2 + 6,59) \cdot 10^{-3}}{2} \cdot 0,0075 - 14 \cdot 10^{-6} = 44,9 \text{ mm}^2 \quad (3-41)$$

3.3 Volba vzduchové mezery

Určení velikosti vzduchové mezery δ v mnoha věcech určuje energetické ukazatele asynchronního motoru. Čím menší vzduchová mezera je, tím menší má magnetický odpor a magnetické napětí. Proto zmenšení vzduchové mezery vede ke snížení magnetizačního proudu, čímž se zvyšuje jeho účinník a snižují se ztráty ve statorovém vinutí. Na druhou stranu ale snížení vzduchové mezery vede k nárůstu amplitud pulsací indukce v mezeře, čímž se zvyšují povrchové a pulsní ztráty. Proto účinnost motorů s malými vzduchovými mezerami spíše klesá, než roste. [2]

Při návrhu asynchronních motorů se mezera volí tak, že se vyjde z minima výsledných ztrát. Existuje určitý optimální poměr mezi parametry, při kterém budou výsledné ztráty minimální. Pro motory středních a velkých výkonů se volí vzduchová mezera jako

$$\delta = \frac{D}{1,2} \cdot \left(1 + \frac{9}{2p}\right) \cdot 10^{-3} = \frac{0,0581}{1,2} \cdot \left(1 + \frac{9}{2 \cdot 1}\right) \cdot 10^{-3} = 0,0004 \text{ m} \quad (3-42)$$

Výše zmíněné ztráty v motorech závisí jak na amplitudě, ale i na frekvenci pulsací indukce ve vzduchové mezeře. U vysokootáčkových motorů je frekvence pulsací vyšší, jelikož je úměrná otáčkám. Pro snížení těchto ztrát bývá vzduchová mezera u vysokootáčkových strojů vyšší, čímž se sníží amplituda pulsací indukce. [2]

Vzduchová mezera se zaokrouhluje na 0,05 mm při mezerách $\delta < 0,5$ mm a na 0,1 mm při $\delta > 0,5$ mm. Rychloběžné stroje rovněž mají větší výšku osy ve srovnání s průměrem, čímž mají vyšší průhyb hřídele. U takových strojů je třeba provést mechanický výpočet hřídele. Průhyb hřídele nesmí být větší než 10% vzduchové mezery. Vysokootáčkové stroje zpravidla pracují při nadkritických otáčkách, při kterých dochází ke zvýšenému kmitání hřídele a hrozí zadření motoru. [2]

3.4 Výpočet rotoru

Rotorový svazek indukčních motorů s průměrem nižším než 990 mm se nasazuje přímo na rotorovou hřídel. Rotory asynchronních motorů s osovou výškou zhruba do 250 mm se nasazují za tepla na vroubkovaný hřídel na pero. V případě větších rotorů se svazek skládá z více segmentů, které se připevňují na rotorovou hvězdicí navařením radiálních žebër na kruhovou hřídel. [2]

Vnitřní průměr rotorového svazku D_i je při přímém upevnění na hřídel roven průměru hřídele D_h a lze jej určit podle

$$D_h \approx k_h \cdot D_e \quad (3-43)$$

Hodnoty činitele k_h jsou znázorněny v tabulce 3-4-1.

Tab. 3-4-1 Hodnoty činitele k_h [2]

h (mm)	50 až 63	71 až 250	280 až 355		400 až 500		
$2p$	2 až 6	2 až 8	2	4 až 12	4	6	8 až 12
k_h	0,19	0,23	0,22	0,23	0,2	0,23	0,25

3.4.1 Rotor nakrátko

Vinutí rotoru nakrátko nemají určitý počet pólů a fází, jeden rotor je možno použít u satorů navržených pro různé počty pólů. Když $Q_2/2p$ není celé číslo, tvoří každá tyč jednu fázi vinutí nakrátko, poté $m_2 = Q_2$ a činitel vinutí je roven jedné a počet drážek na pól a fázi je roven

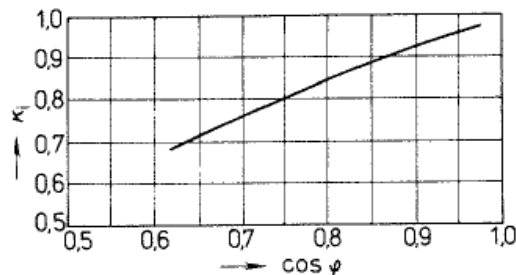
$$q_2 = \frac{Q_2}{2 \cdot p_2 \cdot m_2} = \frac{1}{2 \cdot p_2} \quad (3-46)$$

Doporučené počty drážek Q_2 v závislosti na Q_1 a $2p$ jsou uvedeny v tabulce 6.15 v [2].

Asynchronní motoru mají většinou $Q_2 < Q_1$. Proud v tyči se určuje podle vztahu

$$I_2 = k_i \cdot I_1 \cdot p_i = 0,82 \cdot 60,2 \cdot 3,98 = 196,4A \quad (3-47)$$

kde k_i je činitel uvažující vliv magnetizačního proudu a odporů vinutí na poměr I_1/I_2 . Jeho přibližná hodnota lze určit z obrázku 3-4-1-1.



Obr. 3-4-1-1 Činitel k_i v závislosti na $\cos \varphi$ [2]

Je zvoleno $k_i = 0,82$.

p_i je činitel přepočtu proudů, vypočte se jako

$$p_i = \frac{m_1 \cdot N_1 \cdot k_{v1}}{m_2 \cdot N_2 \cdot k_{v2}} = \frac{2 \cdot m_1 \cdot N_1 \cdot k_{v1}}{Q_2} = \frac{3 \cdot 8 \cdot 0,91}{11} = 3,98 \quad (3-48)$$

Průřez tyče je

$$S_t = \frac{I_2}{J_2} = \frac{196,4}{5,4 \cdot 10^6} = 36,4 \text{ mm}^2 \quad (3-49)$$

Hodnota J_2 se u rotorů s měděnými tyčemi volí v rozmezí $(4-8) \cdot 10^6 \text{ A} \cdot \text{m}^{-2}$ [2].

Proud v kruzích nakrátko je roven

$$I_{kn} = \frac{I_2}{\Delta} = \frac{196,4}{0,563} = 348,5 \text{ A} \quad (3-50)$$

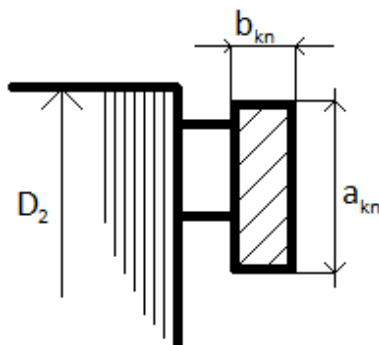
$$\Delta = 2 \sin \frac{\alpha}{2} = 2 \sin \frac{\pi p}{Q_2} = 2 \sin \frac{\pi}{11} = 0,563 \quad (3-51)$$

Tento vztah přes funkci sinus pochází ze zákonitostí z obrázku 6.25 z [2].

Průřez kruhů nakrátko se počítá jako

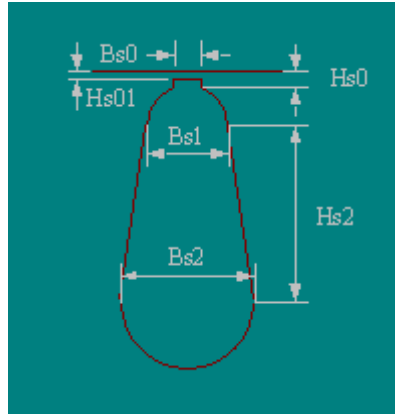
$$S_{kn} = \frac{I_{kn}}{J_{kn}} = \frac{348,5}{4,59 \cdot 10^6} = 76 \text{ mm}^2 \quad (3-52)$$

Proudová hustota v kruzích nakrátko se volí o 15-20% vyšší než hustota proudu v tyčích. Je to z důvodu lepšího chlazení kruhů než tyčí, jelikož fungují jako radiátory odvádějící teplo z tyčí, čímž je ochlazují. Průřez kruhů nakrátko v rotorech s měděnými tyčemi většinou bývá obdélníkový. Rozměry kruhů volím $a_{kn} = 9,5 \text{ mm}$ a $b_{kn} = 8 \text{ mm}$ podle obrázku 3-4-1-2 tak, aby jejich součin byl roven průřezu kruhů S_{kn} a a_{kn} bylo o něco větší než výška tyčí.



Obr. 3-4-1-2 Rozměry kruhů nakrátko klecového rotoru [2]

V asynchronních motorech, které mají výšku osy menší, než 250 mm se uplatňují drážky typu V podle obrázku 3-4-1-2.



Obr. 3-4-1-2 Tvar zvolené drážky rotoru (převzato z programu RMxpert)

$$B_{s1} = \frac{\pi(D_2 - 2H_{s01}) - Q_2 \cdot b_{z2}}{\pi + Q_2} \quad (3-53)$$

$$B_{s1} = \frac{\pi(0,0573 - 2 \cdot 0,001 - 11 \cdot 0,0079)}{\pi + 11} = 5,7 \text{ mm} \quad (3-54)$$

$$B_{s2} = \sqrt{\frac{B_{s1}^2 \left(\frac{Q_2 + \pi}{\pi} \right) - S_t}{\frac{Q_2}{\pi} - \frac{\pi}{2}}} = \sqrt{\frac{0,0057^2 \left(\frac{11 + \pi}{\pi} \right) - 36,4 \cdot 10^{-6}}{\frac{11}{\pi} - \frac{\pi}{2}}} = 3,2 \text{ mm} \quad (3-55)$$

$$H_{s2} = (B_{s1} - B_{s2}) \frac{Q_2}{2\pi} = (0,0057 - 0,0032) \frac{11}{2\pi} = 4,7 \text{ mm} \quad (3-56)$$

Šířka zubu rotoru je omezená dovolenou magnetickou indukcí B_{z2} , která byla předběžně zvolena 0,95 T.

$$b_{z2} = \frac{B_\delta \cdot t_{d2} \cdot l_2}{B_{z2} \cdot l_{Fe2} \cdot k_{Fe}} = \frac{B_\delta \cdot t_{d2}}{B_{z2} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,43 \cdot 0,0164}{0,95 \cdot 0,97} = 8,5 \text{ mm} \quad (3-57)$$

Tímto je dokončen výpočet rozměrů rotorových drážek.

3.5 Výpočet magnetického obvodu

Při výpočtu magnetického obvodu se vyjde z výpočtu magnetického toku jednoho pólu a indukce ve vzduchové mezeře a zjistí se indukce v zubech statoru

$$B_{z1} = \frac{B_{\delta} \cdot t_{d1} \cdot l_i}{b_{z1} \cdot l_{Fe} \cdot k_{Fe}} = \frac{B_{\delta} \cdot t_{d1}}{b_{z1} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,43 \cdot 0,01}{0,007 \cdot 0,97} = 0,92 \text{ T} \quad (3-44)$$

Indukce v zubech rotoru

$$B_{z2} = \frac{B_{\delta} \cdot t_{d2} \cdot l_i}{b_{z2} \cdot l_{Fe} \cdot k_{Fe}} = \frac{B_{\delta} \cdot t_{d1}}{b_{z1} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,43 \cdot 0,01}{0,0077 \cdot 0,97} = 0,95 \text{ T} \quad (3-59)$$

Indukce ve jhu statoru se vypočte jako

$$B_{j1} = \frac{\Phi}{2h_{j1} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,00681}{2 \cdot 0,012 \cdot 0,272 \cdot 0,97} = 1,13 \text{ T} \quad (3-60)$$

Indukce ve jhu rotoru

$$B_{j2} = \frac{\Phi}{2h_{j2} \cdot l_{Fe2} \cdot k_{Fe}} = \frac{0,00681}{2 \cdot 0,0065 \cdot 0,272 \cdot 0,97} = 0,72 \text{ T} \quad (3-61)$$

Magnetické napětí vzduchové mezery

$$U_{\delta} = \frac{2}{\mu_0} \cdot B_{\delta} \cdot \delta \cdot k_c = 1,59 \cdot 0,43 \cdot 0,0004 \cdot 1,18 \cdot 10^6 = 327,6 \text{ A} \quad (3-62)$$

kde

- k_c činitel vzduchové mezery (Carterův činitel) určený podle vztahu 3-63
- δ vzduchová mezera
- μ_0 $4\pi \cdot 10^{-7} \text{ H.m}^{-1}$

$$k_c = \frac{t_{d1}}{t_{d1} - \gamma \delta} = \frac{0,01}{0,01 - 3,47 \cdot 0,0004} = 1,18 \quad (3-63)$$

$$\gamma = \frac{(B_{s0}/\delta)^2}{5 + B_{s0}/\delta} = \frac{(0,0025/0,0004)^2}{5 + 0,0025/0,0004} = 3,47 \quad (3-64)$$

$$U_{z1} = 2 \cdot H_{d1} \cdot H_{z1} = 2 \cdot 0,0089 \cdot 81,22 = 1,45 \text{ A} \quad (3-65)$$

Hodnoty intenzity magnetického pole H se určí z magnetizační křivky použité elektrotechnické oceli. V tomto případě jsou zvoleny plechy M210-27A od firmy Cogent. [3]. Magnetizační křivku tohoto plechu lze vidět na obrázku 3-5-2 v příloze.

Magnetické napětí statoru vypočítám jako

$$U_{j1} = I_{j1} \cdot H_{j1} = 0,15 \cdot 118,6 = 17,44 \text{ A} \quad (3-45)$$

kde délku střední magnetické indukční čáry vypočtu jako

$$l_{j1} = \frac{\pi(D_e - h_{j1})}{2p} = \frac{\pi(0,0156 - 0,012)}{2 \cdot 1} = 0,15 \text{ m} \quad (3-46)$$

Magnetické napětí jhu rotoru

$$U_{j2} = I_{j2} \cdot H_{j2} = 0,013 \cdot 65 = 0,84 \text{ A} \quad (3-47)$$

kde H_{j2} intenzita magnetického pole ve jhu rotoru

l_{j2} délka střední magnetické indukční čáry ve jhu rotoru.

Pro dvoupólové stroje s přímým nasazením rotoru na hřídel platí

$$l_{j2} = 2 \cdot h_{j2} = 2 \cdot 0,0065 = 0,013 \text{ m} \quad (3-48)$$

Výsledné magnetické napětí magnetického obvodu na jednu pólovou dvojici je

$$F_m = U_\delta + U_{z1} + U_{j1} + U_{j2} \quad (3-49)$$

$$F_m = 327,6 + 1,45 + 17,44 + 0,84 = 348,9 \text{ A} \quad (3-50)$$

Činitel nasycení magnetického obvodu je

$$k_{\mu} = \frac{F_m}{U_{\delta}} = \frac{348,9}{327,6} = 1,07 \quad (3-51)$$

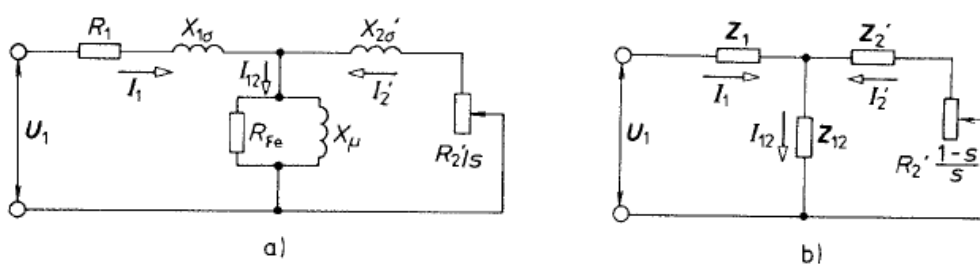
Magnetizační proud

$$I_{\mu} = \frac{p \cdot F_m}{0,9 \cdot m_1 \cdot N_1 \cdot k_{v1}} = \frac{1 \cdot 348,9}{0,9 \cdot 3 \cdot 9 \cdot 0,912} = 17,72 \text{ A} \quad (3-52)$$

3.6 Odporů a reaktance asynchronního stroje

Pro návrh asynchronního stroje je potřeba znát odpory a rozptylové reaktance vinutí statoru R_1 , $X_{1\sigma}$, rotoru R_2 , $X_{2\sigma}$ a vzájemnou reaktanci $X_{12}=X_{\mu}$ a fiktivní odpor $R_{12} = R_{Fe}$, který reprezentuje vliv ztrát v železe statoru na charakteristiky stroje.

Na obrázku 3-6-1-a) můžeme vidět náhradní schémata asynchronního stroje, která jsou sestavená na základě převodů dějů točícího motoru na stojící motor. Obrázek 3-6-1-a) lépe zobrazuje fyzikální jevy asynchronního stroje, ale pro výpočet je lepší převést jej na schéma vpravo, obr. 3-6-1-b). [2]



Obr. 3-6-1 Náhradní schéma asynchronního motoru [2]

Všechny parametry se mění v závislosti na různých režimech chodu stroje. Při rostoucím zatížení se zvyšuje hodnota rozptylového toku, důsledkem čehož se při rostoucím nasycení jednotlivých částí obvodu snižuje hodnota reaktance $X_{1\sigma}$ a $X_{2\sigma}$.

Při rozběhu stroje proudy několikrát převyšují jmenovité proudy a frekvence proudu v rotoru je blízká frekvenci napájecí, tudíž je většinou třeba uvažovat změny odporů a reaktancí vlivem vytlačení proudů vlivem povrchového jevu. [2]

Dále je rozebrán výpočet odporů a reaktancí náhradního schématu pro jmenovitý chod stroje.

Odpory vinutí statoru

$$R_1 = k_{\sim} \cdot \rho_{\vartheta} \cdot \frac{L}{S_{ef} \cdot a} = 1,42 \cdot 2,44 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{6,349}{1,47 \cdot 10^{-6} \cdot 2} = 75 \text{ m}\Omega \quad (3-53)$$

Kde

- L celková délka efektivních vodičů jedné fáze vinutí (m)
- S_{ef} průřez efektivního vodiče (m^2), $S_{ef} = S_v \cdot n_p$
- S_v průřez dílčího vodiče (m^2)
- n_p počet dílčích vodičů v jednom efektivním vodiči
- a počet paralelních větví vinutí
- ρ_{ϑ} rezistivita materiálu vinutí v uvažované teplotě ($\Omega \cdot \text{m}$)
- k_{\sim} činitel zvětšení odporu působením povrchového jevu

Ve vodičích statorového vinutí asynchronních strojů je vliv skinefektu nepatrný, jelikož rozměry těchto vodičů jsou relativně malé. Při výpočtu běžných strojů lze tedy uvažovat $k_{\sim} = 1$. U vysokootáčkových strojů však tato hodnota s frekvencí roste. [2]

Celková délka vodičů jedné fáze vinutí

$$L = l_{av} \cdot N = 0,794 \cdot 8 = 6,349 \text{ m} \quad (3-54)$$

kde

- l_{av} střední délka závitu vinutí (m)
- N počet závitů v sérii jedné fáze

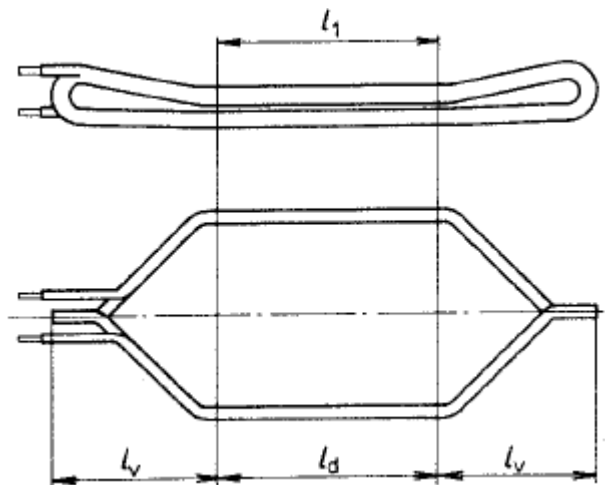
Střední délka závitu je součtem drážkových a zakřivených čelních částí cívky

$$l_{av} = 2(l_d + l_{\xi}) = 2(0,272 + 0,125) = 0,794 \text{ m} \quad (3-55)$$

Délka drážkové části l_d je rovna konstrukční délce statorového svazku $l_d = l_1$.

Čelo vinutí má relativně složitý tvar, jak lze vidět na obrázku 3-6-2. Přesný výpočet délky čela a jejího vyložení vyžaduje předběžné určení všech rozměrů cívky a je spojen s

velkým množstvím výpočtů, které se v dalším výpočtu nepoužijí. Pro malé a střední stroje lze dostatečně přesně vypočíst rozměry dle empirických vztahů, které uvažují základní zvláštnosti konstrukce cívek. [2]



Obr. 3-6-2 Cívka dvouvrstvého statorového vinutí [2]

Délka čela

$$l_{\zeta} = K_{\zeta} \cdot b_c + 2B = 1,2 \cdot 0,088 + 2 \cdot 0,01 = 0,125 \text{ m} \quad (3-56)$$

Vyložení čel

$$l_v = K_v \cdot b_c + B = 0,26 \cdot 0,088 + 0,01 = 0,033 \text{ m} \quad (3-57)$$

kde

b_c střední šířka cívky

K_{ζ} , K_v činitelé, jejichž hodnoty jsou zobrazeny v tabulce 3-6-1.

$$b_c = \frac{\pi(D+H_{d1})}{2p} \beta_1 = \frac{\pi(0,0581+0,0089)}{2} 0,833 = 0,088 \text{ m} \quad (3-69)$$

β_1 poměrné zkrácení kroku statorového vinutí.

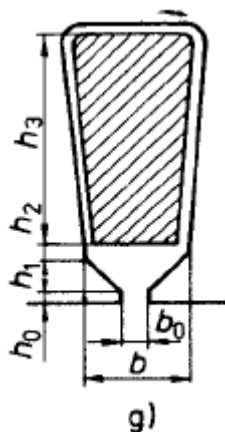
B délka přímé části cívky při výstupu z drážky od čela svazku do ohybu čela

Tab. 3-6-1 Činitelé K_ξ a K_v v závislosti na počtu pólů [2]

Počet pólů 2p	Cívky statoru			
	čela neizolovaná		čela izolovaná páskou	
	K_ξ	K_v	K_ξ	K_v
2	1,2	0,26	1,45	0,44
4	1,3	0,4	1,55	0,5
6	1,4	0,5	1,75	0,62
8+	1,5	0,5	1,9	0,72

U vsypávaného vinutí, kde se vinutí zakládá do drážek před zalisováním navinutého svazku do kostry se volí $B = 0,01$ m. U strojů navíjených až po nalisování svazku do kostry se volí $B = 0,05$ m. [2]

Nyní lze vypočítat činitel magnetické vodivosti drážkového rozptylu λ_d podle tvaru drážky a uložení vinutí v drážce dle obrázku 3-6-3.



Obr. 3-6-3 Tvar drážky statoru [2]

V následujících vztazích závisejí činitelé k_β a k'_β na kroku vinutí. Pro plný krok dvouvrstvého vinutí a pro všechna jednovrstvá vinutí platí $k_\beta = k'_\beta = 1$.

Při zkrácení kroku na $2/3 \leq \beta < 1$ je činitel

$$k'_\beta = 0,25 \cdot (1 + 3 \cdot \beta) = 0,25 \cdot (1 + 3 \cdot 0,833) = 0,875 \quad (3-58)$$

a činitel k_β je dán vztahem

$$k_\beta = 0,25 \cdot (1 + 3 \cdot k'_\beta) = 0,25 \cdot (1 + 3 \cdot 0,875) = 0,906 \quad (3-59)$$

Činitel magnetické vodivosti rozptylu čel je poté

$$\lambda_{\Sigma} = 0,34 \cdot \frac{q}{l'_i} \cdot (l_{\Sigma} - 0,64 \cdot \beta \cdot t_p) \quad (3-60)$$

$$\lambda_{\Sigma} = 0,34 \cdot \frac{3}{0,272} \cdot (0,125 - 0,64 \cdot 0,833 \cdot 0,0913) = 0,287 \quad (3-61)$$

Kde

q počet drážek na pól a fázi

l_{Σ} délka čela cívky

β poměrné zkrácení kroku

Činitel magnetické vodivosti diferenčního rozptylu pro statorové a rotorové vinutí

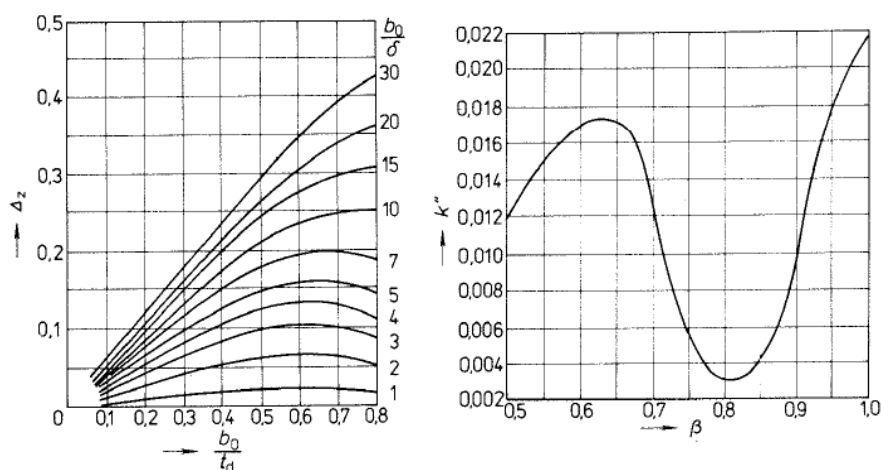
$$\lambda_{\text{dif}} = \frac{t_d}{12 \cdot \delta \cdot k_c} \cdot \xi = \frac{0,01}{12 \cdot 0,0004 \cdot 1,18} \cdot 3,633 = 0,892 \quad (3-62)$$

Kde

$$\xi = k'' \cdot q^2 + 2 \cdot k'_{\beta} - k_v^2 (1 + \Delta_z) \quad (3-63)$$

$$\xi = 0,31 \cdot 3^2 + 2 \cdot 0,875 - 0,912^2 (1 + 0,12) = 3,633 \quad (3-64)$$

V těchto vztazích se určí činitelé Δ_z a k'' z křivek na obrázku 3-6-4.



Obr. 3-6-4 Grafy pro určení činitelů Δ_z a k'' [2]

Je zvoleno $\Delta_z = 0,12$ a $k'' = 0,31$

3.7 Odpor jedné fáze rotorového vinutí

Za jednu fázi klecového vinutí je považována jedna tyč a dvě části kruhů nakrátko. Proud v kruzích a tyčích jsou různé, a proto je nutné přepočítat jejich odpory pro výpočet na jeden proud. Odpor fáze rotoru nakrátko je tedy fiktivní odpor vyvolaný proudem I_t . Výsledné ztráty v tyči a kruzích nakrátko jsou

$$R_2 \cdot I_t^2 = R_t \cdot I_t^2 + 2 \cdot R_{kn} \cdot I_{kn}^2 \quad (3-65)$$

Kde

I_t je proud v tyči rotoru (A)

I_{kn} je proud v kruhu nakrátko (A)

R_t je odpor tyče (Ω)

R_{kn} je odpor části kruhu nakrátko mezi dvěma sousedními tyčemi (Ω) [2]

Proud I_t se ve výpočtech uvažuje jako I_2 a je považován za rotorový proud.

$$I_{kn} = \frac{I_2}{\Delta} \quad (3-66)$$

$$\Delta = 2 \cdot \sin \frac{\pi \cdot p}{Q_2} = 2 \cdot \sin \frac{\pi \cdot 1}{11} = 0,5635 \quad (3-79)$$

$$R_2 = R_t + 2 \frac{R_{kn}}{\Delta^2} = 259 \cdot 10^{-6} + 2 \frac{4,2 \cdot 10^{-6}}{0,5635^2} = 285 \mu\Omega \quad (3-80)$$

Odpor jedné tyče

$$R_t = \rho_t \frac{l_t}{S_t} = 2,44 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{0,08}{36,4 \cdot 10^{-6}} = 259 \mu\Omega \quad (3-67)$$

Odpor jednoho kruhu

$$R_{kn} = \rho_{kn} \frac{\pi \cdot D_{kn}}{Q_2 \cdot S_{kn}} = 2,44 \cdot 10^{-8} \cdot \frac{\pi \cdot 0,0458}{11 \cdot 76 \cdot 10^{-6}} = 4,2 \mu\Omega \quad (3-68)$$

Střední průměr kruhů nakrátko

$$D_{kn} = D_2 - 2 \cdot H'_{s0} - a_{kn} = 0,0573 - 2 \cdot 0,001 - 0,0095 = 0,0458 \text{ m} \quad (3-69)$$

Kde

l_t celková délka tyče (m)

S_t průřez tyče (m²)

S_{kn} příčný průřez kruhů nakrátko (m²)

ρ_t, ρ_{kn} rezistivita materiálu tyče a kruhu nakrátko ($\Omega \cdot m$)

Δ činitel přepočtu proudů v kruhu na proud v tyči [2]

Odpor R_2 je nutno přepočítat na počet závitů statorového vinutí. Přepočítací činitel se vypočítá jako

$$p_z = 4 \cdot m_1 \frac{(N_1 \cdot k_{v1})^2}{Q_2} = 4 \cdot 3 \frac{(8 \cdot 0,912)^2}{11} = 58 \quad (3-70)$$

A tudíž

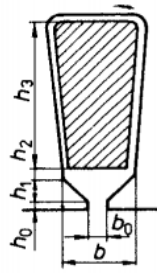
$$R'_2 = R_2 \cdot p_z = 285 \cdot 10^{-6} \cdot 58 = 16,5 \text{ m}\Omega \quad (3-71)$$

3.8 Rozptylová reaktance statorového vinutí

Rozptylová reaktance se počítá jako

$$X_{1\sigma} = 15,8 \left(\frac{N_1}{100} \right)^2 \frac{l'_2}{pq} (\lambda_d + \lambda_c + \lambda_{dif}) \quad (3-72)$$

$$X_{1\sigma} = 15,8 \left(\frac{8}{100} \right)^2 \frac{0,272}{3} (2,75 + 0,287 + 0,892) = 0,365 \Omega \quad (3-73)$$



Obr. 3-8-1 Tvar statorové drážky a její rozměry [2]

Činitel magnetické vodivosti drážky λ_d pro zvolenou drážku se vypočítá jako

$$\lambda_d = \frac{h_3}{3b} k_\beta + \left(\frac{h_2}{b} + \frac{3h_1}{b+2b_0} + \frac{h_0}{b_0} \right) k_\beta' \quad (3-74)$$

$$\lambda_d = \frac{0,007}{3 \cdot 0,006} \cdot 0,906 + \left(\frac{0,003}{0,006} + \frac{3 \cdot 0,0072}{0,006 + 2 \cdot 0,0025} + \frac{0,0007}{0,0025} \right) 0,875 = 2,75 \quad (3-89)$$

Činitel magnetické vodivosti diferenčního rozptylu λ_{difs} se počítá jako

$$\lambda_{difs} = \frac{t_d}{12 \cdot \delta \cdot k_c} \cdot \xi_{sdif1} = \frac{0,01}{12 \cdot 0,0004 \cdot 1,18} \cdot 0,499 = 0,892 \quad (3-75)$$

Kde

$$\xi_{sdif1} = \left(2 \frac{t_{d2}}{t_{d1}} - \frac{t_{d1}}{t_{d2}} \Delta_z \right) k_\beta - k_{v1} \left(\frac{t_{d2}}{t_{d1}} \right)^2 \quad (3-76)$$

$$\xi_{sdif1} = \left(2 \frac{0,0164}{0,01} - \frac{0,01}{0,0164} \cdot 0,12 \right) 0,906 - 0,912 \left(\frac{0,0164}{0,01} \right)^2 = 0,499 \quad (3-77)$$

3.9 Rozptylová reaktance klecového vinutí rotoru

Rozptylová reaktance klecového vinutí rotoru se počítá podle

$$X_{2\sigma} = 7,9 \cdot f_1 \cdot I_i (\lambda_d + \lambda_{\zeta} + \lambda_{dif}) \cdot 10^{-6} \quad (3-78)$$

$$X_{2\sigma} = 7,9 \cdot 1000 \cdot 0,272 \cdot (0,688 + 0,088 + 2,668) \cdot 10^{-6} = 7,51 \text{ m}\Omega \quad (3-79)$$

Kde

$$\lambda_d = \left[\frac{h_1}{3 \cdot b} \left(1 - \frac{\pi \cdot b^2}{8 \cdot s_t} \right)^2 + 0,66 - \frac{b_0}{2b} \right] + \frac{h_0}{b_0} \quad (3-80)$$

$$\lambda_d = \left[\frac{0,0073}{3 \cdot 0,009} \left(1 - \frac{\pi \cdot 0,009^2}{8 \cdot 36,7 \cdot 10^{-6}} \right)^2 + 0,66 - \frac{0,001}{2 \cdot 0,009} \right] + \frac{0,0005}{0,001} = 1,187 \quad (3-81)$$

$$\lambda_{dif2} = \frac{t_{d2}}{12 \cdot \delta \cdot k_c} \cdot \xi_{rdif2} = \frac{0,0164}{12 \cdot 0,0004 \cdot 1,22} \cdot 0,895 = 2,634 \quad (3-82)$$

$$\xi_{rdif2} = 1 + 0,2 \left(\frac{\pi \cdot p}{Q_2} \right)^2 - \frac{\Delta_z}{1 - \left(\frac{p}{Q_2} \right)^2} = 1 + 0,2 \left(\frac{\pi \cdot 1}{11} \right)^2 - \frac{0,12}{1 - \left(\frac{1}{11} \right)^2} = 0,895 \quad (3-83)$$

Při velkém počtu rotorových drážek připadajících na jednu pólovou dvojici je možné s dostatečnou přesností předpokládat $\xi_{rdif2} = 1 - \Delta_z$. [2]

Činitel magnetické vodivosti rozptylu čel závisí na rozměrech a uspořádání klecového vinutí. Pokud kruhy nakrátko nepřiléhají k železu rotoru, což bývá u klecí zhotovených z měděných či mosazných tyčí navařených ke kruhům nakrátko, je použit vztah

$$\lambda_{\zeta 2} = \frac{2,3 \cdot D_{kn}}{Q_2 \cdot l'_i \cdot \Delta^2} \cdot \log \frac{4,7 \cdot D_{kn}}{2 \cdot a_{kn} + b_{kn}} \quad (3-99)$$

$$\lambda_{\zeta 2} = \frac{2,3 \cdot 0,0458}{11 \cdot 0,272 \cdot 0,563^2} \cdot \log \frac{4,7 \cdot 0,0458}{2 \cdot 0,0095 + 0,008} = 0,088 \quad (3-84)$$

Rozptylová reaktance jedné fáze rotorového klecového vinutí přepočtená na statorové vinutí

$$X'_{2\sigma} = X_{2\sigma} \cdot p_z = 7,51 \cdot 10^{-3} \cdot 58 = 0,436 \Omega \quad (3-85)$$

Odpor příčné větve náhradního schématu je fiktivní. Zavedením tohoto odporu do náhradního schématu je uvažován vliv ztrát v železe statoru, a proto je třeba hodnotu

odporu R_{Fe} dosadit takovou, aby ztráty na něm byly rovny ztrátám v železe v reálném stroji. [2]

Poté

$$R_{Fe} = \frac{\Delta P_{Fe}}{m_1 \cdot I_{0\zeta}^2} = \frac{1527,2}{3 \cdot 1,506^2} = 338,13 \, \Omega \quad (3-86)$$

Kde

$$U_{i1} = X_\mu \cdot I_\mu = 12,62 \cdot 17,72 = 223,53 \, V \quad (3-87)$$

V praxi se prokázalo nejvýhodnější nahradit paralelní kombinaci R_{Fe} a X_μ sériově řazenými veličinami R_{12} a X_{12} , jejichž hodnoty lze určit jako

$$Z_{12} = Z_\mu = \frac{jR_{Fe}X_\mu}{R_{Fe} + jX_\mu} = R_{12} + jX_{12} \quad (3-88)$$

$$R_{12} = \frac{R_{Fe}X_\mu^2}{R_{Fe}^2 + X_\mu^2} \quad (3-89)$$

$$X_{12} = \frac{R_{Fe}^2X_\mu}{R_{Fe}^2 + X_\mu^2} \quad (3-90)$$

Jelikož u indukčních motorů je odpor R_{Fe} mnohem větší než reaktance X_μ , platí $X_{12} = X_\mu$ a $R_{12} \ll X_{12}$. Odpor R_{12} tedy lze zanedbat, jelikož nehraje podstatnou roli při analýze dějů v motoru. [2]

Veličiny R_{12} a X_{12} je možné s dostatečnou přesností počítat dle vztahů

$$R_{12} = \frac{\Delta P_{Feh}}{m_1 \cdot I_\mu^2} = \frac{968,2}{3 \cdot 17,72^2} = 1,03 \, \Omega \quad (3-91)$$

$$X_{12} = \frac{U_{1N} - X_{1\sigma} \cdot I_\mu}{I_\mu} = \frac{U_{1N}}{I_\mu} - X_{1\sigma} = \frac{230}{17,72} - 0,365 = 12,62 \, \Omega \quad (3-92)$$

$$Z_{12} = 1,03 + j12,62 \, \Omega \quad (3-109)$$

3.10 Poměrné hodnoty odporů a reaktancí

Pro jednodušší porovnávání odporů a reaktancí je vhodné vyjádřit odpory a reaktance v poměrných hodnotách vztažených ke jmenovitým hodnotám vycházejících ze jmenovitých hodnot fázového napětí a proudu statoru. Poměrné hodnoty se značí malými písmeny

$$x_{1\sigma} = X_{1\sigma} \frac{I_{1N}}{U_{1N}}; r_1 = R_1 \frac{I_{1N}}{U_{1N}}; x_{12} = X_{12} \frac{I_{1N}}{U_{1N}} \quad (3-93)$$

$$x'_{2\sigma} = X'_{2\sigma} \frac{I_{1N}}{U_{1N}}; r'_2 = R'_2 \frac{I_{1N}}{U_{1N}}; r_{12} = R_{12} \frac{I_{1N}}{U_{1N}}; \quad (3-94)$$

$$\frac{I_{1N}}{U_{1N}} = \frac{61,698}{230} = 0,268 \quad (3-95)$$

$$x_{1\sigma} = 0,365 \cdot 0,262 = 0,096 \quad x'_{2\sigma} = 0,436 \cdot 0,262 = 0,114 \quad (3-96)$$

$$r_1 = 0,075 \cdot 0,262 = 0,02 \quad r'_2 = 0,00165 \cdot 0,262 = 0,004 \quad (3-97)$$

$$x_{12} = 12,62 \cdot 0,262 = 3,302 \quad r_{12} = 1,028 \cdot 0,262 = 0,269 \quad (3-98)$$

3.11 Ztráty a účinnost

Ztráty v asynchronních strojích jsou rozděleny na ztráty v železe, tedy hysterezní, vířivými proudy a dodatečné. Dále jsou to Joulovy ztráty ve vinutí, dále ztráty ventilační, mechanické a ztráty dodatečné při zatížení.

Hlavní ztráty v železe se počítají pouze pro stator, jelikož frekvence přemagnetování rotoru je při jmenovitém chodu velmi nízká a ztráty v rotoru jsou při velkém sycení zanedbatelné. Hlavní ztráty se počítají jako

$$\Delta P_{Feh} = \Delta P_{Bz1-1,7(1000Hz)} \cdot k_{dz} \cdot m_{z1} + \Delta P_{Bj1-1,4(1000Hz)} \cdot k_{dj} \cdot m_{j1} \quad (3-99)$$

$$\Delta P_{Feh} = 44,76 \cdot 1,8 \cdot 2,3 + 67,45 \cdot 1,6 \cdot 7,25 = 968,2 \text{ W} \quad (3-100)$$

Kde

$\Delta P_{Bz1-1,7(1000Hz)}$ měrné ztráty v železe pro daný použitý plech ($\text{W} \cdot \text{kg}^{-1}$)

k_{dj}, k_{dz} činitele uvažující vliv nerovnoměrnosti rozložení toku v částech magnetického obvodu a vliv použité technologie výroby satorového svazku. U strojů do výkonu 250 kW jsou tyto koeficienty přibližně $k_{dj}=1,6$ a $k_{dz}=1,8$

B_{j1}, B_{z1} indukce ve jhu a zubech statoru (T)

m_{j1}, m_{z1} hmotnosti železa jha a zubů statoru (kg)

$$m_{j1} = \pi(D_e - h_{j1}) \cdot h_{j1} \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe} \cdot \gamma_{Fe} \quad (3-101)$$

$$m_{j1} = \pi(0,1056 - 0,012) \cdot 0,012 \cdot 0,272 \cdot 0,97 \cdot 7800 = 7,25 \text{ kg} \quad (3-102)$$

$$m_{z1} = H_{d1} \cdot b_{z1} \cdot Q_1 \cdot l_{Fe1} \cdot k_{Fe} \cdot \gamma_{Fe} \quad (3-103)$$

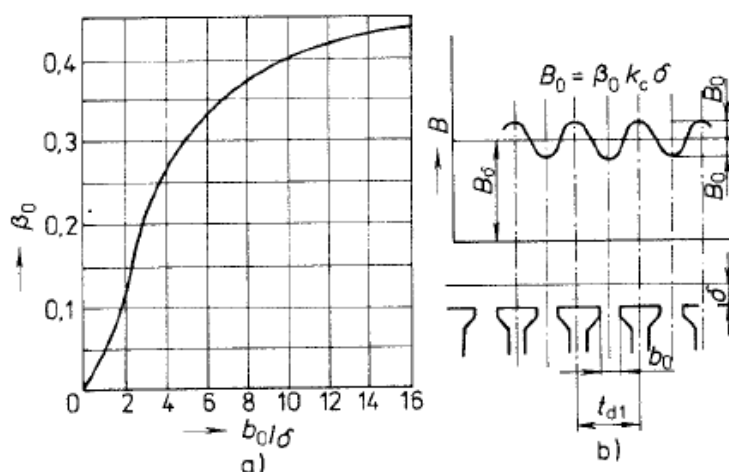
$$m_{z1} = 0,0089 \cdot 0,007 \cdot 18 \cdot 0,272 \cdot 0,97 \cdot 7800 = 2,3 \text{ kg} \quad (3-104)$$

h_{j1} výška jha statoru (m)

H_{d1} výška zubu statoru (m)

b_{z1} šířka zubu statoru (m)

γ_{Fe} hustota oceli ($\text{kg} \cdot \text{m}^{-3}$)



Obr. 3-11-1 Znázornění pulsací indukce ve vzduchové mezeře [2]

Dodatečné ztráty v železe vznikají při chodu naprázdno a dělí se na povrchové a pulzní. Pro určení povrchových ztrát je třeba prvně najít amplitudu pulsací indukce ve vzduchové mezeře nad hlavami zubů

$$B_{01} = \beta_{01} \cdot k_c \cdot B_\delta = 0,37 \cdot 1,18 \cdot 0,43 = 0,19 \text{ T} \quad (3-105)$$

Pro zuby statoru závisí β_{01} na poměru otevření drážek rotoru ke vzduchové mezeře $\beta_{01}=f(b_{02}/\delta)$, pro zuby rotoru závisí β_{02} na poměru otevření drážek statoru ke vzduchové

mezeře $\beta_{02}=f(b_{01}/\delta)$. Tato závislost je zobrazena na obrázku 3-11-1. Z obrázku bylo odečteno $\beta_{01}=0,37$ a $\beta_{02}=0,18$. [2]

Ze známých hodnot lze poté vypočítat hustotu povrchových ztrát statoru.

$$P_{\delta p1} = 0,5 \cdot k_{01} \cdot \left(\frac{Q_2 \cdot n}{10\,000} \right)^{1,5} \cdot (B_{01} \cdot t_{d2} \cdot 10^3)^2 \quad (3-106)$$

$$P_{\delta p1} = 0,5 \cdot 1,4 \cdot \left(\frac{11 \cdot 60000}{10\,000} \right)^{1,5} \cdot (0,19 \cdot 0,0164 \cdot 10^3)^2 = 3642,4 \, W \cdot m^{-2} \quad (3-107)$$

A rotoru

$$P_{\delta p2} = 0,5 \cdot k_{02} \cdot \left(\frac{Q_1 \cdot n}{10\,000} \right)^{1,5} \cdot (B_{02} \cdot t_{d1} \cdot 10^3)^2 \quad (3-108)$$

$$P_{\delta p2} = 0,5 \cdot 1,4 \cdot \left(\frac{18 \cdot 60000}{10\,000} \right)^{1,5} \cdot (0,09 \cdot 0,01 \cdot 10^3)^2 = 692,8 \, W \cdot m^{-2} \quad (3-109)$$

kde

$k_{01(2)}$ činitel respektující vliv opracování povrchu hlav zubů, pro neopracované povrchy $k_{01(2)}=1,4$ až $1,8$, pro opracované povrchy $k_{01(2)}=1,7$ až $2,0$
 n otáčky motoru ($ot \cdot min^{-1}$)

Celkové povrchové ztráty ve statoru jsou poté

$$\Delta P_{\delta p1} = P_{\delta p1} \cdot (t_{d1} - b_{01}) \cdot Q_1 \cdot l_{Fe1} \quad (3-110)$$

$$\Delta P_{\delta p1} = 3642,4 \cdot (0,01 - 0,0025) \cdot 18 \cdot 0,272 = 136 \, W \quad (3-111)$$

Celkové povrchové ztráty v rotoru jsou poté

$$\Delta P_{\delta p2} = P_{\delta p2} \cdot (t_{d2} - b_{02}) \cdot Q_2 \cdot l_{Fe2} \quad (3-112)$$

$$\Delta P_{\delta p2} = 692,8 \cdot (0,0164 - 0,001) \cdot 11 \cdot 0,272 = 31,8 \, W \quad (3-113)$$

Pro určení pulsních ztrát je nutno prvně nalézt amplitudu pulzací indukce ve středním průřezu statoru

$$B_{p1} = \frac{\gamma_2 \cdot \delta}{2 \cdot t_{d1}} \cdot B_{z1} = \frac{0,833 \cdot 0,0004}{2 \cdot 0,01} \cdot 0,92 = 0,015 \, T \quad (3-114)$$

A rotor

$$B_{p2} = \frac{\gamma_1 \cdot \delta}{2 \cdot t_{d2}} \cdot B_{z2} = \frac{3,47 \cdot 0,0004}{2 \cdot 0,0164} \cdot 0,93 = 0,04 \text{ T} \quad (3-115)$$

Kde

$$\gamma_1 = \frac{(b_{01}/\delta)^2}{5 + b_{01}/\delta} = \frac{(0,0025/0,0004)^2}{5 + 0,0025/0,0004} = 3,47 \quad (3-116)$$

$$\gamma_2 = \frac{(b_{02}/\delta)^2}{5 + b_{02}/\delta} = \frac{(0,001/0,0004)^2}{5 + 0,001/0,0004} = 0,833 \quad (3-117)$$

Pulsní ztráty v zubech statoru jsou

$$\Delta P_{p1} = 0,11 \cdot \left(\frac{Q_2 \cdot n}{1000} \cdot B_{p1} \right)^2 \cdot m_{z1} \quad (3-118)$$

$$\Delta P_{p1} = 0,11 \cdot \left(\frac{11 \cdot 60000}{1000} \cdot 0,015 \right)^2 \cdot 2,3 = 25,3 \text{ W} \quad (3-119)$$

A rotoru

$$\Delta P_{p2} = 0,11 \cdot \left(\frac{Q_1 \cdot n}{1000} \cdot B_{p2} \right)^2 \cdot m_{z2} \quad (3-120)$$

$$\Delta P_{p2} = 0,11 \cdot \left(\frac{18 \cdot 60000}{1000} \cdot 0,04 \right)^2 \cdot 1,76 = 366 \text{ W} \quad (3-121)$$

Kde m_{z2} je hmotnost zubů rotoru

$$m_{z2} = H_{d2} \cdot b_{z2} \cdot Q_2 \cdot l_{Fe2} \cdot k_{Fe} \cdot \gamma_{Fe} \quad (3-122)$$

$$m_{z2} = 0,01 \cdot 0,0077 \cdot 11 \cdot 0,272 \cdot 0,97 \cdot 7800 = 1,76 \text{ kg} \quad (3-123)$$

Všechny tyto ztráty jsou u motorů nakrátko a u motorů s tyčovým vinutím obvykle velmi malé, jelikož drážky rotoru mají malé otevření a pulsace indukce jsou nepatrné. Proto se ve statoru obvykle nepočítají. [2]

Dodatečné ztráty v železe jsou tedy

$$\Delta P_{Fed} = \Delta P_{\delta p1} + \Delta P_{\delta p2} + \Delta P_{p1} + \Delta P_{p2} \quad (3-124)$$

$$\Delta P_{Fed} = 136 + 31,8 + 25,3 + 366 = 559 \text{ W} \quad (3-125)$$

A celkové ztráty v železe jsou

$$\Delta P_{Fe} = \Delta P_{Feh} + \Delta P_{Fed} = 968,2 + 559 = 1527,2 \text{ W} \quad (3-126)$$

Ztráty ve vinutí se počítají zvlášť pro stator a rotor

Joulové ztráty ve všech fázích vinutí statoru

$$\Delta P_{j1} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_{1N}^2 = 3 \cdot 7,5 \cdot 10^{-2} \cdot 60,2^2 = 815,3 \text{ W} \quad (3-127)$$

Ve všech fázích vinutí rotoru nakrátko

$$\Delta P_{j2} = m_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2 = Q_2 \cdot R_2 \cdot I_2^2 = 11 \cdot 2,85 \cdot 10^{-4} \cdot 196,37^2 = 120,9 \text{ W} \quad (3-128)$$

3.12 Mechanické a ventilační ztráty

U motorů s vnějším ofukováním se mechanické ztráty vypočtou jako

$$\Delta P_{mech} = K_T \cdot \left(\frac{n}{10}\right)^2 \cdot (D_e)^4 = 1 \cdot \left(\frac{60000}{10}\right)^2 \cdot (0,1056)^4 = 4476,7 \text{ W} \quad (3-129)$$

Kde $K_T = 1$ pro $2p = 2$

3.13 Přídavné ztráty při zatížení

Jsou to ztráty způsobené působením rozptylových toků a pulsací indukce ve vzduchové mezeře. V rotorech nakrátko navíc vznikají ztráty způsobené příčnými proudy mezi tyčemi, které se uzavírají přes plechy rotorového svazku. Norma stanoví střední hodnotu přídavných ztrát 0,5% jmenovitého výkonu. [2]

Výsledná účinnost motoru se vypočítá

$$\eta = 1 - \frac{\Delta P}{P_1} = 1 - \frac{7098,4}{40491,4} = 0,82 \quad (3-130)$$

Kde ΔP je součet všech ztrát v motoru.

Proud naprázdno motoru je

$$I_0 = \frac{\Delta P_{Fe} + \Delta P_{mech} + \Delta P_{j0}}{m_1 \cdot U_{1N}} = \frac{1527,2 + 4476,7 + 70,6}{3 \cdot 230} = 17,78 \text{ A} \quad (3-131)$$

Elektrické ztráty naprázdno ve statoru jsou přibližně

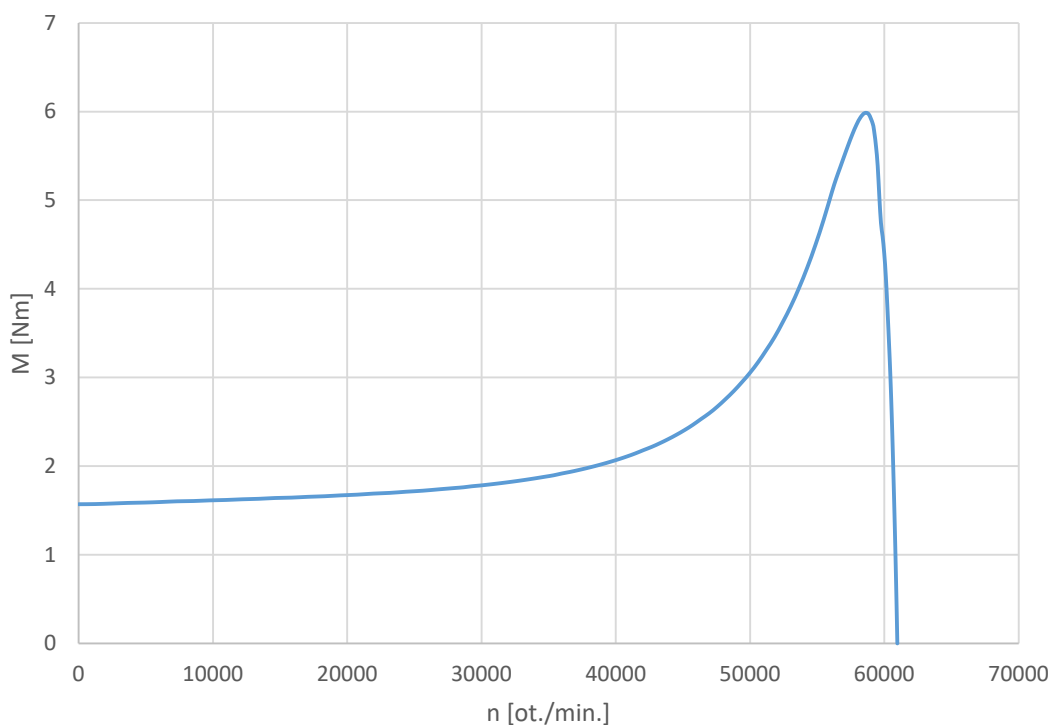
$$\Delta P_{j0} = m_1 \cdot R_1 \cdot I_\mu^2 = 3 \cdot 7,5 \cdot 10^{-2} \cdot 17,72^2 = 70,64 \text{ W} \quad (3-132)$$

Účinník při chodu naprázdno

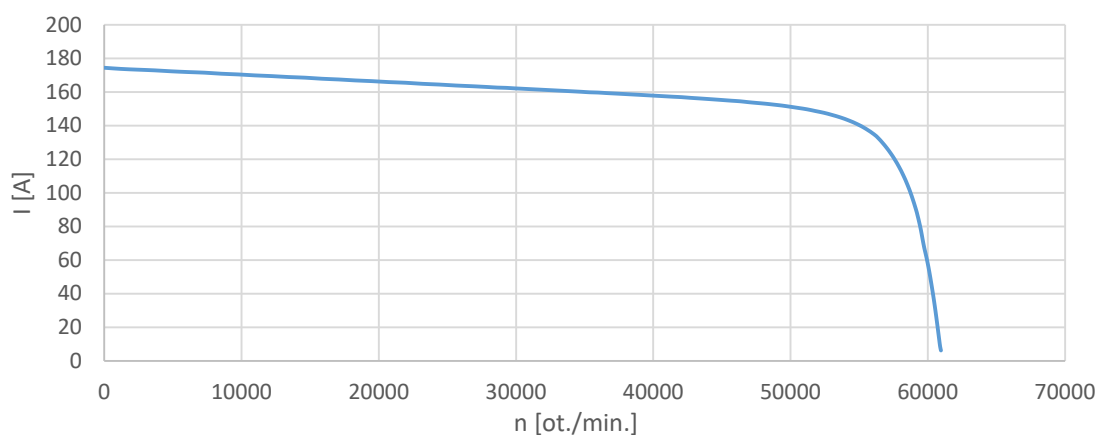
$$\cos \varphi_0 = \frac{I_{0c}}{I_0} = \frac{1,506}{17,78} = 0,08 \quad (3-133)$$

3.14 Charakteristiky motoru a výpočet skluzu

Analyticky vypočtené prvky náhradního schématu podle [2] totiž nerespektují změnu prvků se skluzem. Pro zobrazení momentové a proudové charakteristiky motoru bylo tedy použito programu RMxpert, viz obrázky 3-14-1 a 3-14-2. Do tohoto programu byly vloženy navržené parametry a proveden výpočet momentu a proudu v závislosti na skluzu motoru. Výhodou výpočtu v programu RMxpert je tedy ta, že počítá se změnou prvků náhradního schématu se skluzem. Výsledné charakteristiky lze vidět na obrázcích 3-14-1 a 3-14-2.



Obr. 3-14-1 Závislost momentu na otáčkách motoru



Obr. 3-14-2 Závislost proudu na otáčkách motoru

Z této charakteristiky a žádaného momentu lze dopočíst jmenovitý skluz motoru, který je 1,7 %. Napájecí frekvence motoru je tedy zvolena 1017 Hz.

Vypočtené hodnoty proudu, výkonu, momentu, účinníku a účinnosti byly porovnány s hodnotami, které zobrazil program RMxpert po vložení všech navržených parametrů motoru a provedení výpočtu. Tyto hodnoty lze vidět v tabulce 3-14-3

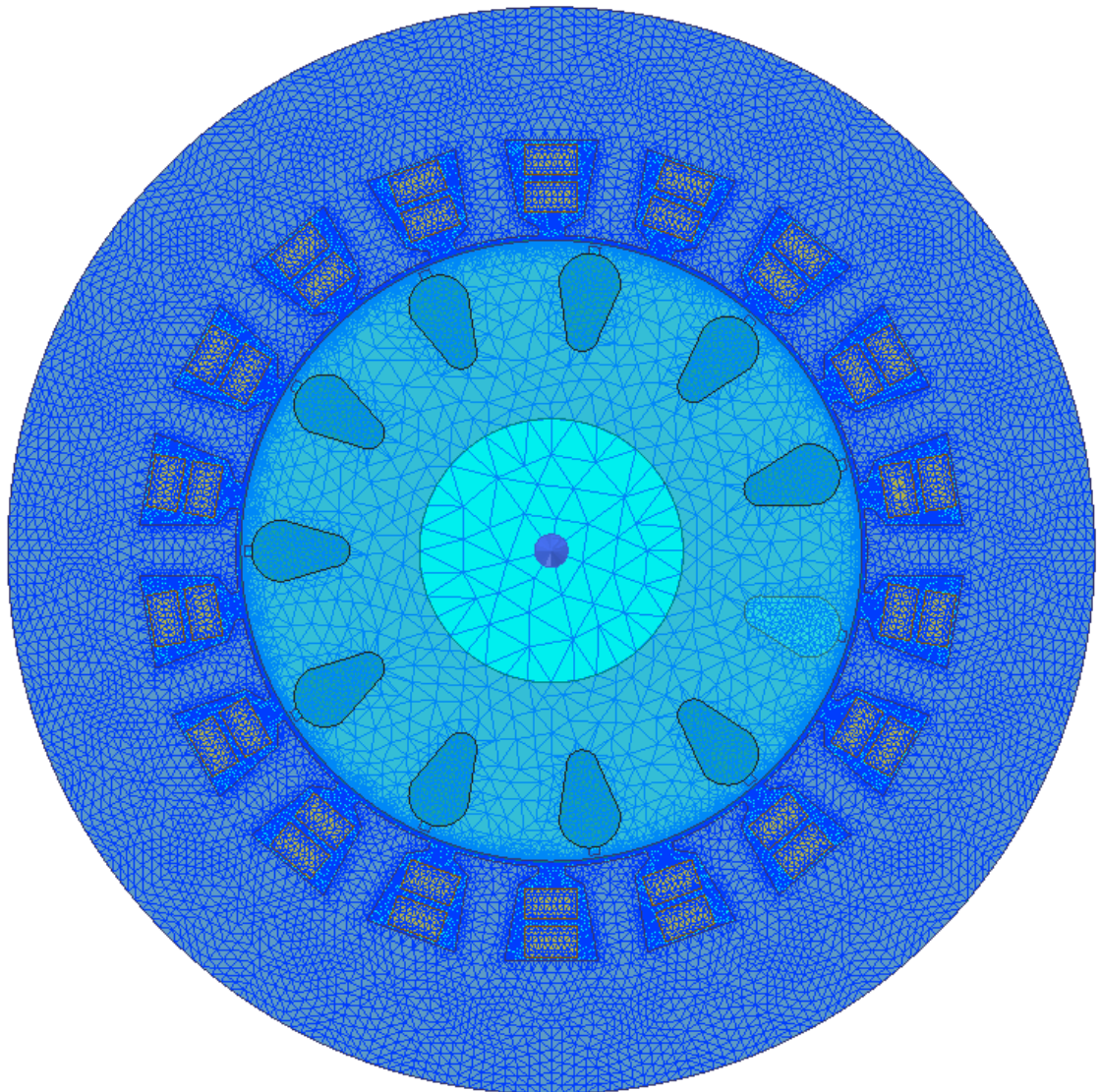
Tab. 3-14-3 Porovnání navržených a programem vypočtených parametrů

	I [A]	P [kW]	M [Nm]	cosφ [-]	η [-]
Navržený	60,2	30,00	4,77	0,87	0,83
RMxpert	60,16	30,01	4,47	0,71	0,94

Navržený proud a výkon se téměř shodují s hodnotami vypočtenými programem RMxpert. Moment motoru se o pár procent liší. Hodnoty účinníku a účinnosti se již od navržených liší více. Tuto skutečnost je přikládána mnoha faktorům. Výpočet podle p. Kopylova je sice velmi dobrým materiálem pro pochopení základů návrhu strojů, ale tato literatura je již stará přes 40 let, tudíž se v ní nachází mnoho zastaralých technologií a postupů. Technologie výroby a návrhu se posunula velmi dopředu a navíc se jedná o analytický postup s odečítáním hodnot z tabulek a grafů, což celý výpočet zatěžuje chybou. Také se často volily hodnoty z širokých rozmezí, což je také zatíženo chybou. Samotný program RMxpert také pracuje se znatelně rozdílnými postupy a využívá jiných rovnic a tabulek. Často také bylo potřeba použít jiných rovnic či odhadovat hodnoty, jelikož občas docházelo k nesmyslným hodnotám a občas špatně napsaným vzorcům.

4 ANSYS MAXWELL, SIMULACE

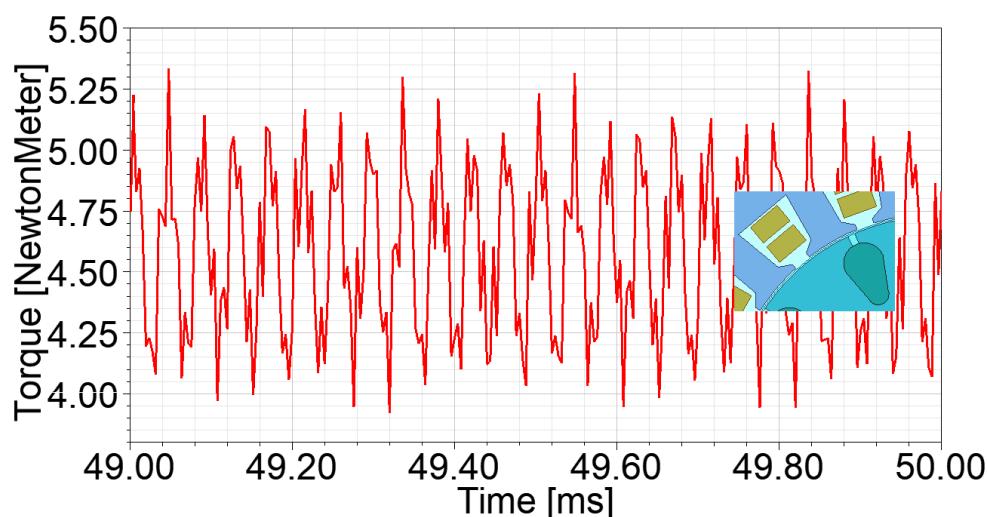
Na počátku jsem z hodnot vložených do RMxpřtu vytvořil 2D model motoru v Maxwellu. V tomto modelu bylo potřeba nastavit několik parametrů. Hlavním nastavením je mesh (sít' elementů) pro jednotlivé části motoru. Mesh je potřeba nastavit tak, aby výsledné průběhy mohly být dostatečně hladké, ale zároveň nastavit takovou velikost elementů, aby nedocházelo ke zbytečně dlouhým simulacím a přehlcování RAM počítače, což často vyvrcholí v pád programu či ukončení simulace. Na obrázku 4-1 lze vidět rozmístění a rozměry meshe pro první simulaci.



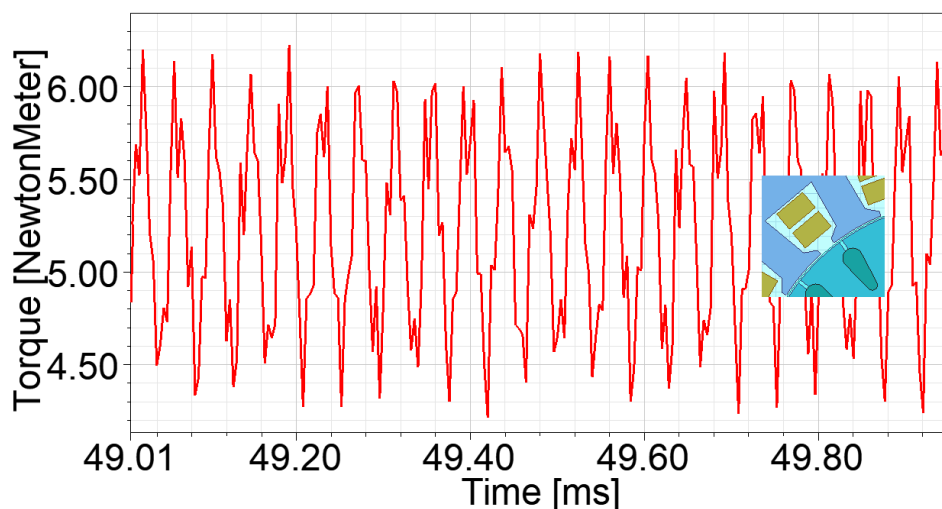
Obr. 4-1 Sít' pro výpočet motoru pomocí MKP

Perioda jednoho otočení motoru je přibližně 1 ms. Je třeba uvažovat delší dobu rozběhu a nastavit tedy dostatečně dlouho dobu simulace, aby bylo zaznamenáno celé ustálení motoru. Doba simulace tedy byla nastavena na 50 ms s krokem 4 μ s. Simulovány byly průběhy momentu a na základě výsledků byly poté navrženy další modely s jinými parametry a simulace zopakovány.

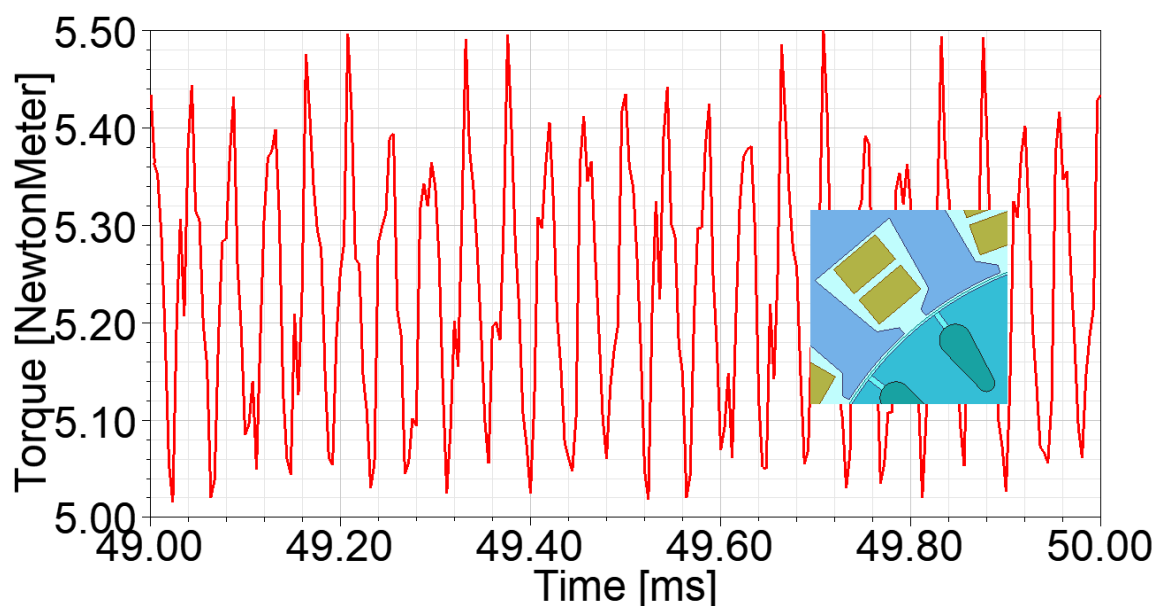
První simulace motoru ukázala veliké zvlnění momentu stroje, tudíž bylo potřeba provést pár úprav parametrů. Bylo tedy vytvořeno několik modifikací. Drážky rotoru byly otevřeny pro snížení rozptylu a byl vytvořen model s 22 drážkami namísto 11. Také byly drážky zešíkmeny a vzduchová mezera zvětšena. Výsledky simulací momentů jsou zobrazeny na obrázcích 4-2 až 4-5. Pro všechny simulace byly navíc zaobleny rohy drážek z důvodu zbytečného přesycování.



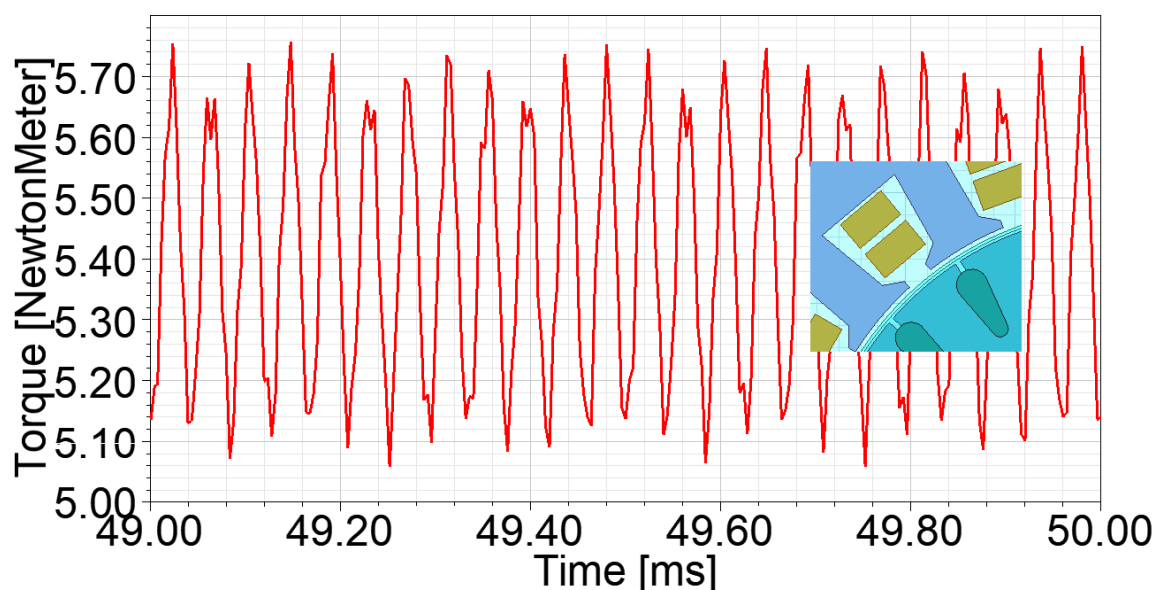
Obr. 4-2 Průběh momentů motoru pro modifikaci s otevřenými drážkami



Obr. 4-3 Průběh momentů motoru pro modifikaci s 22 drážkami



Obr. 4-4 Průběh momentů motoru pro modifikaci s 22 zešíkmenými drážkami



Obr. 4-5 Průběh momentů motoru pro modifikaci s 22 drážkami a větší vzduchovou mezerou

Z výsledných simulací je zřejmé, že nejhladšího průběhu momentu je dosaženo při kombinaci 22 drážek zešíkmených, naopak nejhoršího při 11 drážkách otevřených. Nejvíce zvlněný moment je při modifikaci s 22 drážkami, nejméně s 22 drážkami a zvětšenou vzduchovou mezerou. Na základě těchto výsledků se došlo k několika poznatkům. Prvním je například to, že zvýšení počtu drážek nutně nemusí vyhladit průběh momentu. Z mechanického a technologického hlediska je tedy výhodnější použít

11 drážek namísto 22, jelikož tato změna nemá znatelný vliv na zvlnění momentu motoru. Zešíkmení drážek také pomůže výsledné redukci zvlnění, avšak při vložení tyčí do rotoru by zde bylo nízké plnění mědi z důvodů zešíkmení drážek. Co ale velmi dobře vyhlazuje výsledný moment motoru, je zvětšení vzduchové mezery, čím dochází k mnohem menším momentovým pulzacím.

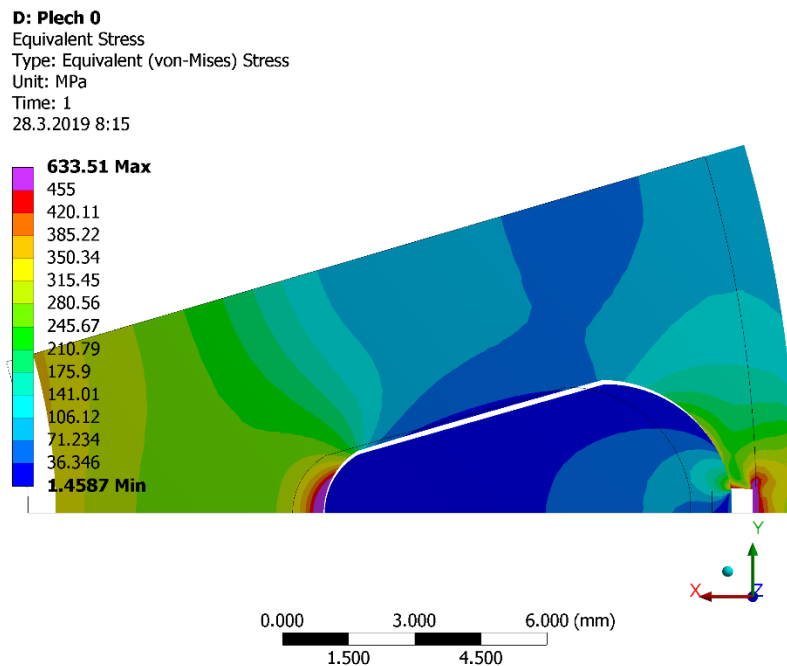
Na druhou stranu ale prodlužování vzduchové mezery vede ke zvyšování magnetizačního proudu, což vede k větším Joulovým ztrátám ve vinutí. [5]

Paralelně s těmito simulacemi byl poslán jeden model rotoru na mechanickou analýzu na strojní fakultu, kde byl zkoumán motor z mechanického hlediska. V souvislosti s tímto byly také zjišťovány kritické otáčky rotoru. Jak bylo výše zmíněno, byly použity plechy M210-27A od firmy Cogent s mechanickými parametry zobrazenými v tabulce 4-1. Pro materiál tyčí a kruhů nakrátko byla použita slitina Glidcop [7]. Tato slitina má sice horší vodivost, ale lepší mechanické vlastnosti. Tato slitina byla také uvažována ve všech elektromagnetických simulacích.

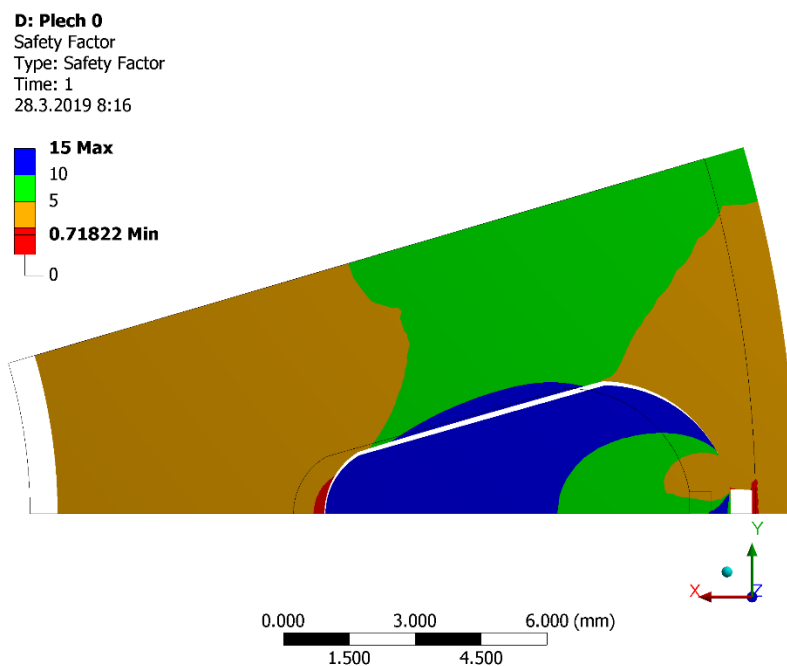
Tab. 4-1 Mechanické vlastnosti plechů Cogent M210-27A [4]

Pevnost v tlaku, N/mm ²	460
Pevnost v tahu, N/mm ²	580
Youngův modul, RD, N/mm ²	185000
Youngův modul, TD, N/mm ²	200000
Tvrdost HV5 (VPN)	220

Na obrázcích 4-4 a 4-5 můžeme vidět mechanickou analýzu prvního modelu rotoru. Tyto modely jsou značeny číslem 0, což jsou plechy vytvořené při původním modelu s drážkou s nerovnoměrnou šířkou, resp. stejnou šířkou zubů po celé délce a lehkým pootevření drážek 0,5 mm.



Obr. 4-4 Mechanické zatížení rotoru z plechů 0



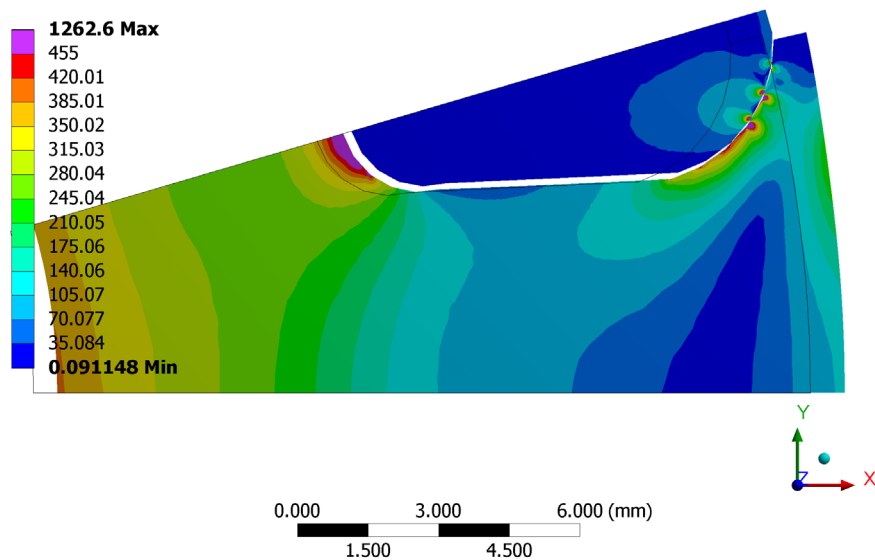
Obr. 4-5 Faktor bezpečnosti rotoru z plechů 0

Na obrázku 4-4 lze vidět mechanické zatížení rotoru v jednotkách Mpa a na obrázku 4-5 lze vidět zobrazení bezpečnostního faktoru mechanického namáhání, který nám určuje bezpečnost zatížení. Je to hodnota maximálního dovoleného mechanického namáhání podělená hodnotou aktuálního mechanického namáhání. Tudíž hodnoty menší než 1 jsou nebezpečné a jsou značeny barvami oranžová pro nízký bezpečnostní faktor až

červenou pro velmi nízký faktor bezpečnosti, zatímco hodnoty větší než 1 jsou značeny zelenou až modrou barvou a značí bezpečné zatěžování rotoru. Z této analýzy vidíme, že tento tvar drážek není pro tyto otáčky vhodný, pravděpodobně by došlo ke zničení rotoru. Největší namáhání jev na místě styku plechu s dolní částí tyče a na vrchu v pootevření drážky.

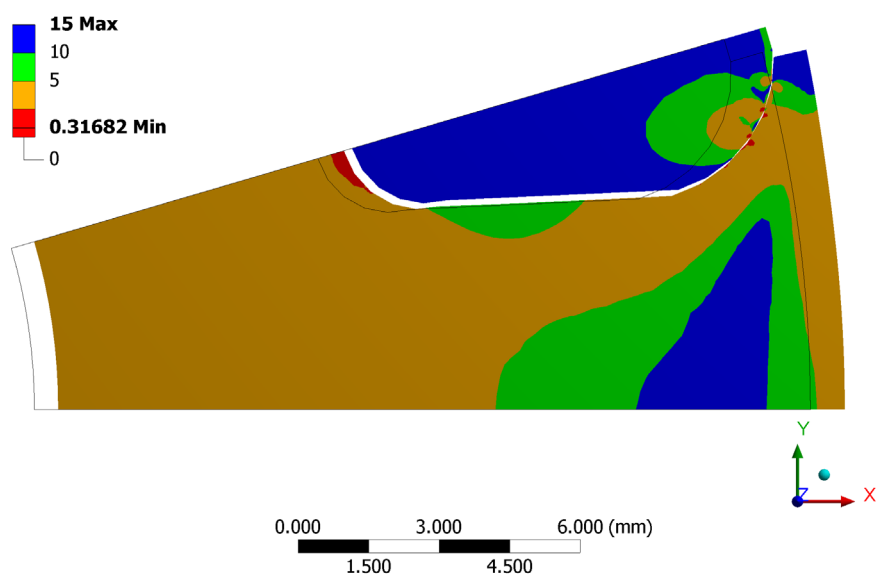
Pro další simulace byly vytvořeny 4 další modely rotorů s různými parametry. Pro plech 1 byl zvolen stejný tvar drážek se stejnými rozměry, ale drážka byla otevřena a posunuta výše, 0,7 mm od vnějšího průměru rotoru. Pro plech 2 bylo vše zvoleno stejně, ale výška otevření drážky byla zvětšena na 1 mm. Plech 3 měl již odlišný tvar drážek a to takový, že spodní část drážky byla velmi zúžena, v naději na snížení mechanického namáhání v dolní části drážky. Tato drážka měla také větší výšku otevření, a to 1,5 mm. Pro poslední model rotoru, resp. pro plech 4 byl zvolen takový tvar drážky, aby byla konstantní šířka drážky při zachování stejné plochy jako při původním tvaru drážky. Výsledky je možné vidět na obrázcích 4-6 až 4-13.

C: Plechy 1
 Equivalent Stress
 Type: Equivalent (von-Mises) Stress
 Unit: MPa
 Time: 1
 28.3.2019 8:20



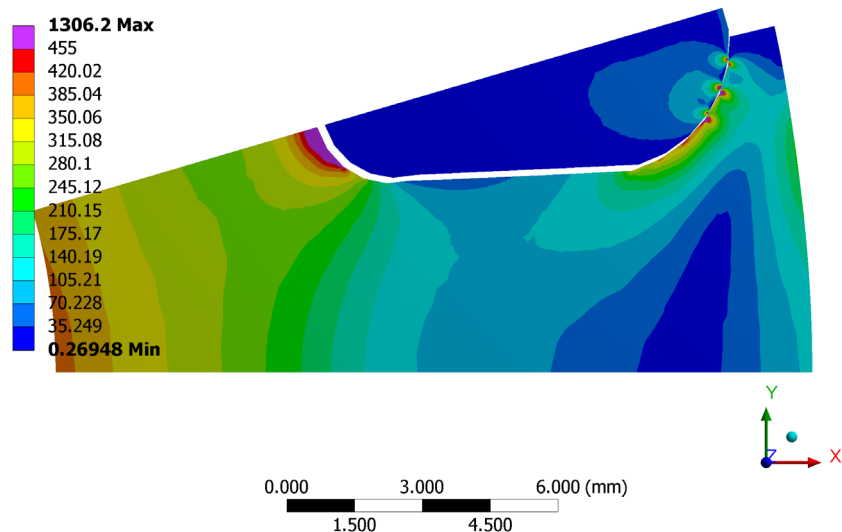
Obr. 4-6 Mechanické zatížení rotoru z plechů 1

C: Plechy 1
 Safety Factor
 Type: Safety Factor
 Time: 1
 28.3.2019 8:20



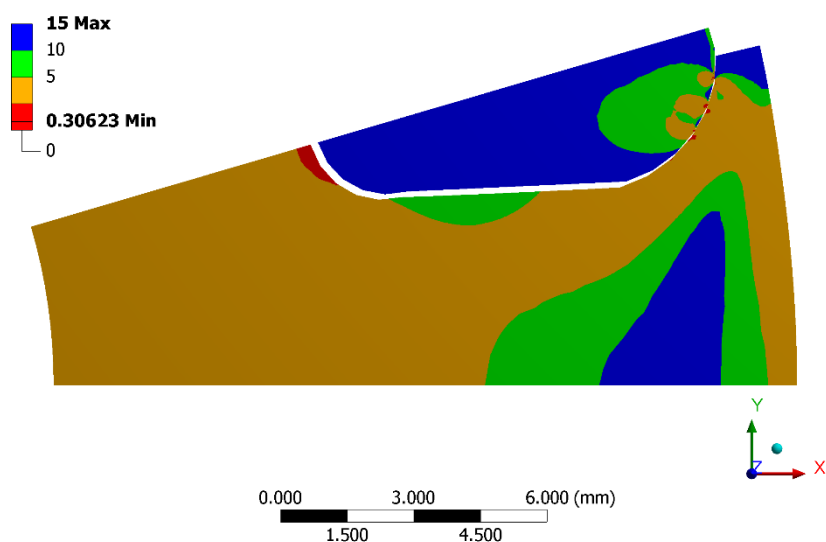
Obr. 4-7 Faktor bezpečnosti rotoru z plechů 1

G: Plechy 2
 Equivalent Stress
 Type: Equivalent (von-Mises) Stress
 Unit: MPa
 Time: 1
 28.3.2019 8:33



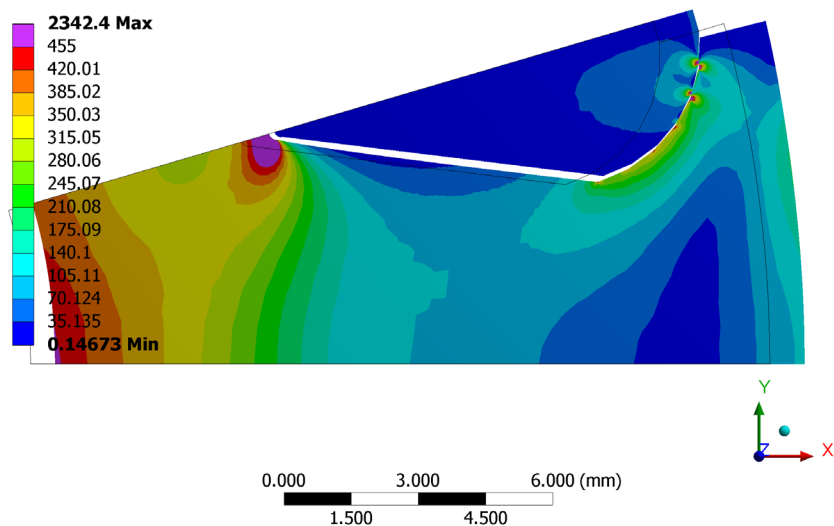
Obr. 4-8 Mechanické zatížení rotoru z plechů 2

G: Plechy 2
 Safety Factor
 Type: Safety Factor
 Time: 1
 28.3.2019 8:34



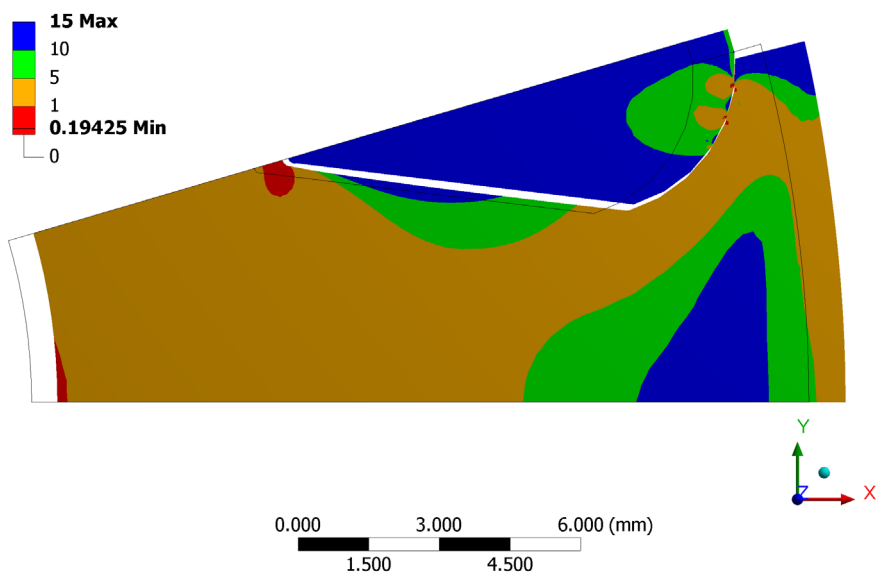
Obr. 4-9 Faktor bezpečnosti rotoru z plechů 2

H: Plechy 3
 Equivalent Stress
 Type: Equivalent (von-Mises) Stress
 Unit: MPa
 Time: 1
 28.3.2019 8:37

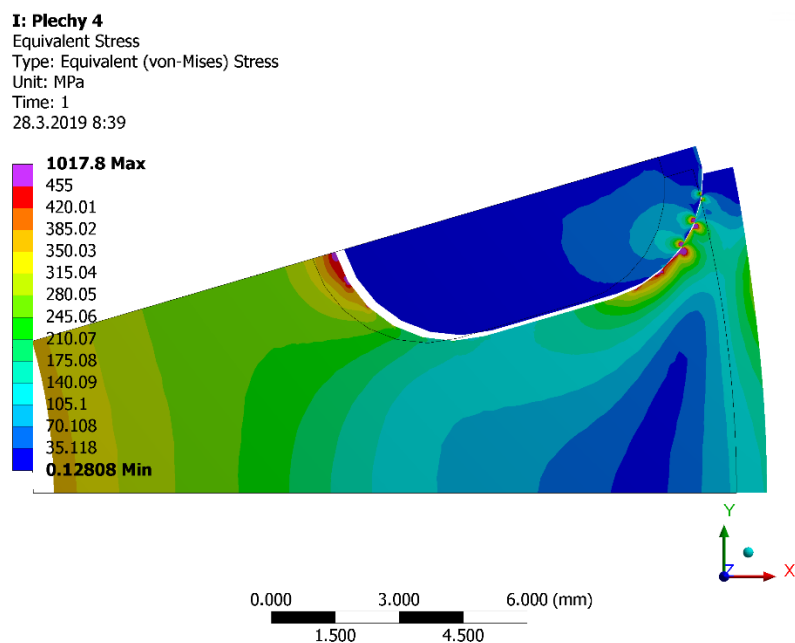


Obr. 4-10 Mechanické zatížení rotoru z plechů 3

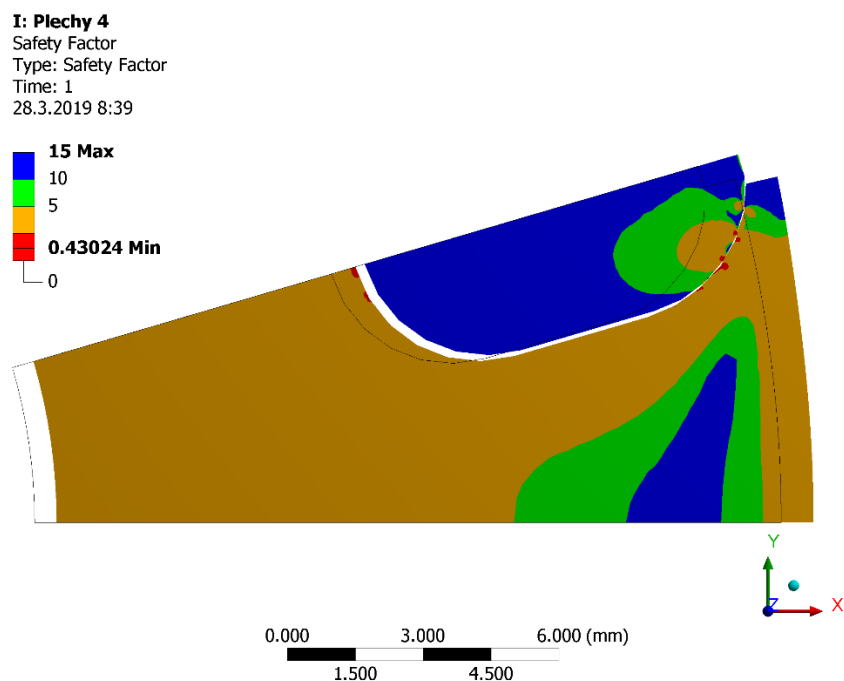
H: Plechy 3
 Safety Factor
 Type: Safety Factor
 Time: 1
 28.3.2019 8:37



Obr. 4-11 Faktor bezpečnosti rotoru z plechů 3



Obr. 4-12 Mechanické zatížení rotoru z plechů 4

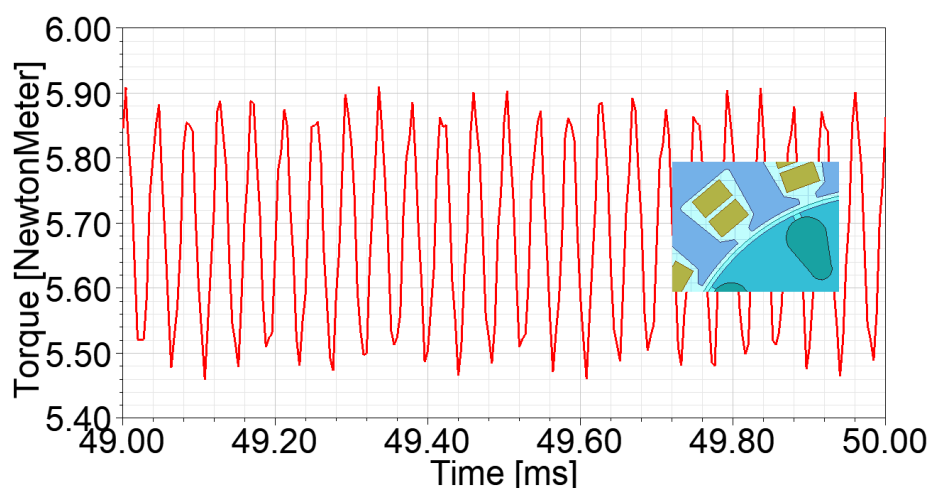


Obr. 4-13 Faktor bezpečnosti rotoru z plechů 4

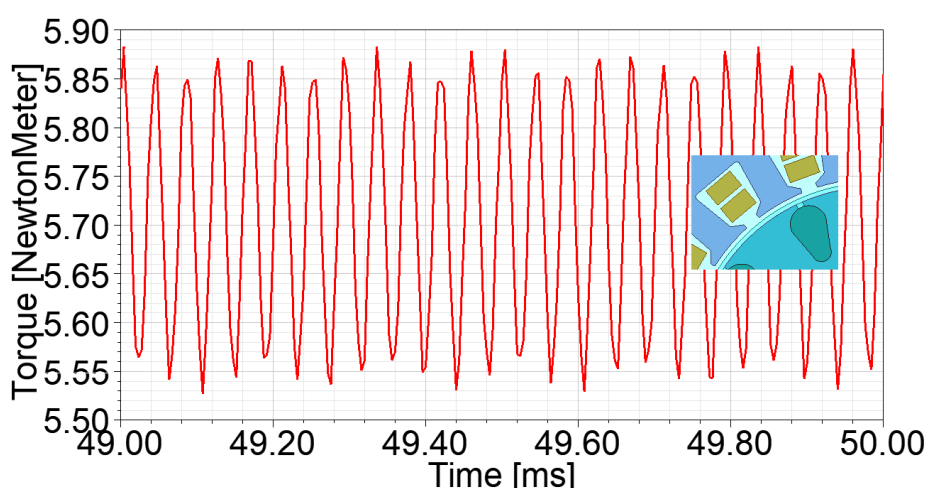
Z výsledků simulací je patrné, že kompletní zúžení drážek u plechu 3 naopak zvětší mechanické namáhání. Dochází téměř ke dvojnásobnému namáhání než u drážek původního tvaru. Při porovnání ostatních výsledků je patrné, že nejlepších výsledků

dosahuje takový tvar drážek, kdy mají drážky konstantní šířku. Tyče tohoto tvaru budou také jednodušší na výrobu než ostatní tvary.

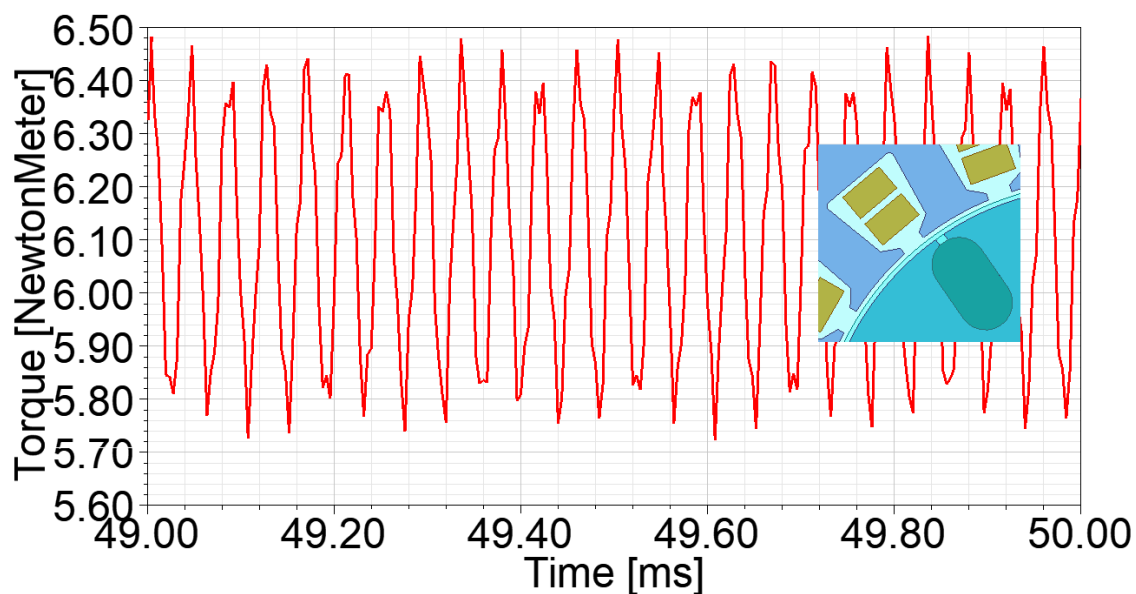
Spojením mechanických a elektromagnetických analýz byly vytvořeny nové modely pro další simulace v programu Maxwell. První dva modely byly ponechány s původním tvarem otevřených drážek viz plech 1, jen s rozdílnou vzduchovou mezerou, prvně 0,7 mm, poté 0,9 mm. Další 3 modely byly s drážkami konstantní šířky, první se vzduchovou mezerou 0,5 mm. druhý s 0,7 mm a třetí se vzduchovou mezerou 0,7 mm a menší výškou drážky pro zachování stejného průřezu drážky jako v původním návrhu. Poslední model na analýzu byl s drážkami kruhového tvaru, opět se zachováním průřezu drážky. Výsledky momentů těchto simulací lze vidět na obrázcích 4-14 až 4-19.



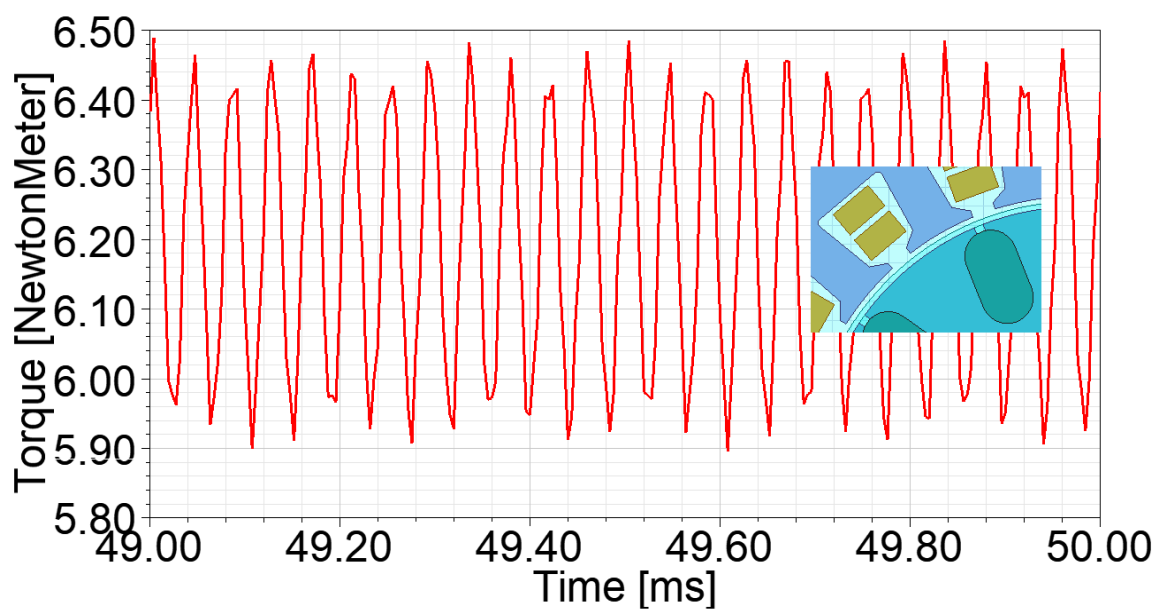
Obr. 4-14 Průběh momentu motoru s vyobrazeným tvarem drážky 1 (vzduchová mezera 0,7 mm)



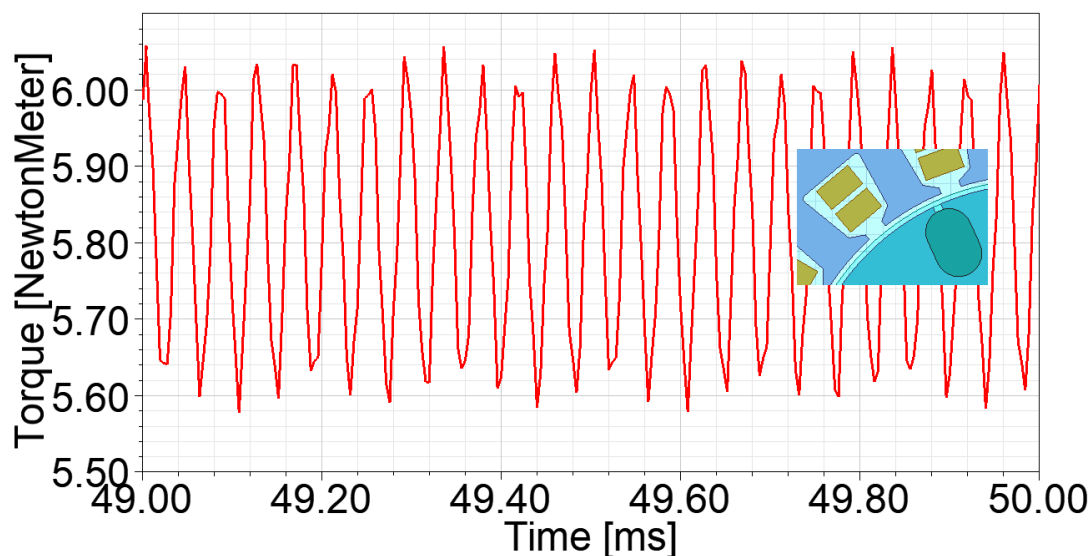
Obr. 4-15 Průběh momentu motoru s vyobrazeným tvarem drážky 2 (vzduchová mezera 0,9 mm)



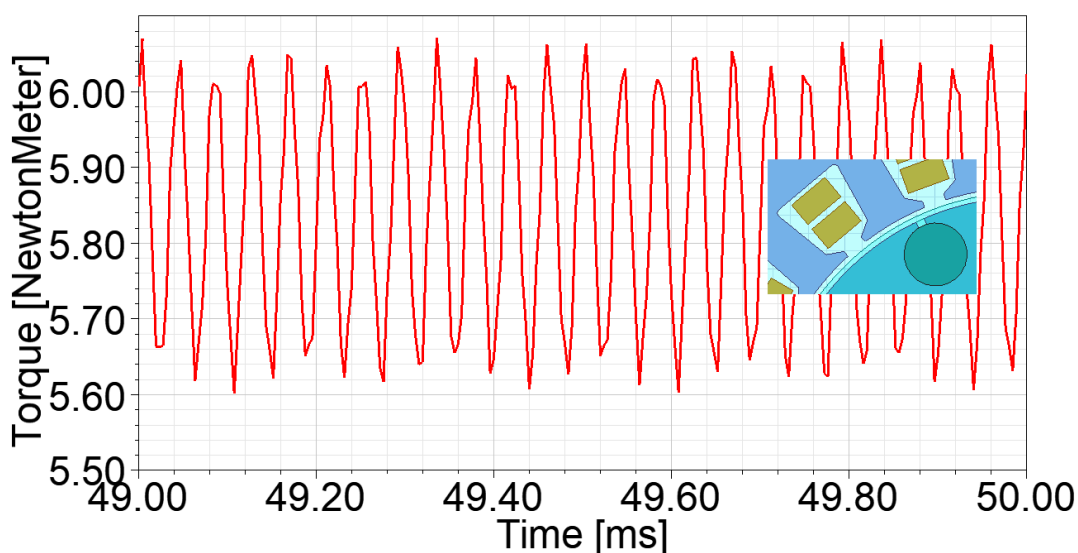
**Obr. 4-16 Průběh momentu motoru s vyobrazeným tvarem drážky 3
(oválný tvar drážek, vzduchová mezera 0,5 mm)**



**Obr. 4-17 Průběh momentu motoru s vyobrazeným tvarem drážky 4
(oválný tvar drážek, vzduchová mezera 0,7 mm)**

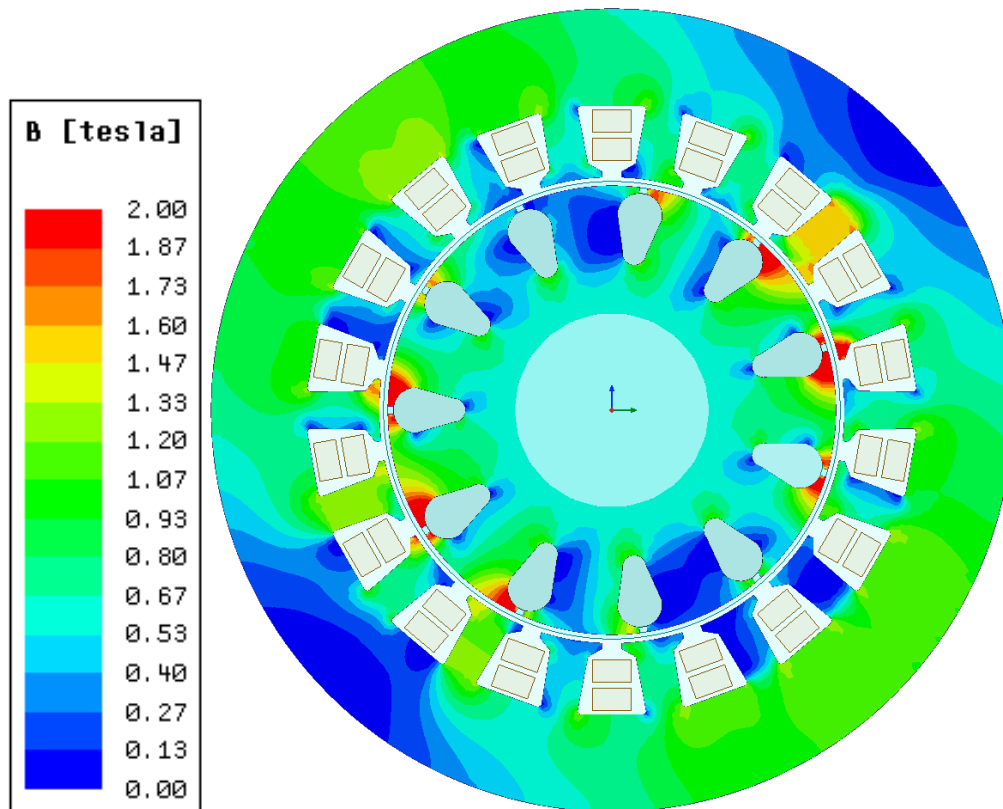


Obr. 4-18 Průběh momentu motoru s vyobrazeným tvarem drážky 5
(oválný tvar drážek, vzduchová mezera 0,7 mm, stejný průřez)

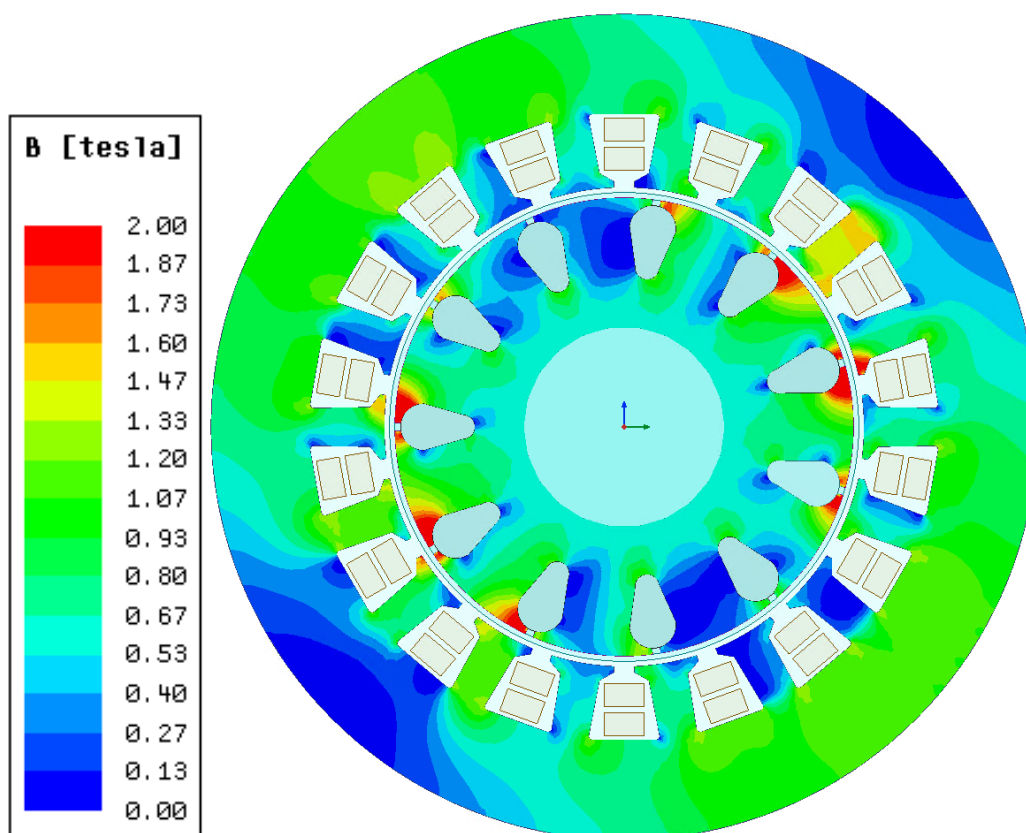


Obr. 4-19 Průběh momentu motoru s vyobrazeným tvarem drážky 6
(kruhový tvar drážek, vzduchová mezera 0,7 mm, stejný průřez)

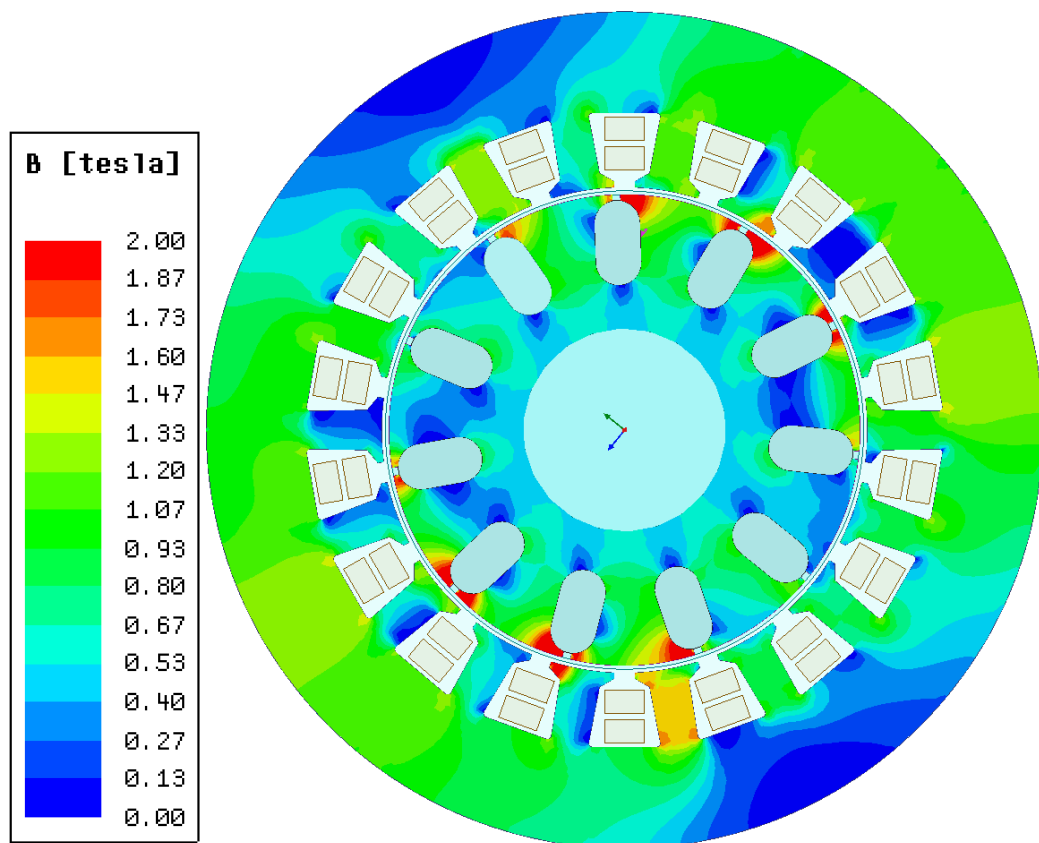
Z výše zobrazených simulací je patrné, že všechny modifikace, které jsem provedl, nutně nevedou ke snížení momentových pulzací motoru. Největší momentové pulzace nastávají při modifikaci s 22 drážkami a nejnižší při modifikaci s drážkou resp. původním tvarem drážky se vzduchovou mezerou 0,9 mm. Samozřejmě dochází k ovlivnění jiných parametrů, jako například velikosti sycení plechů, které je závislé na rozměrech a tvarech drážek. Na následujících obrázcích 4-20 až 4-25 jsou zobrazená jednotlivá sycení pro všech 6 tvarů drážek.



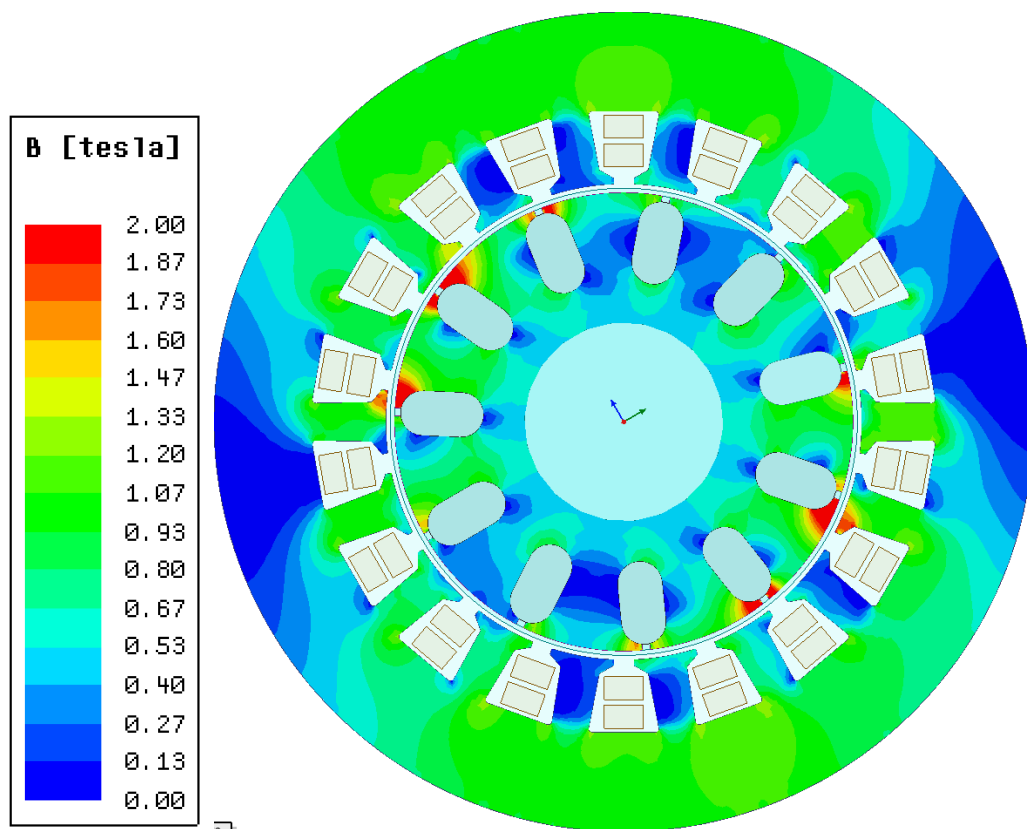
Obr. 4-20 Zobrazení magnetické indukce v modelu motoru pro tvar drážek 1



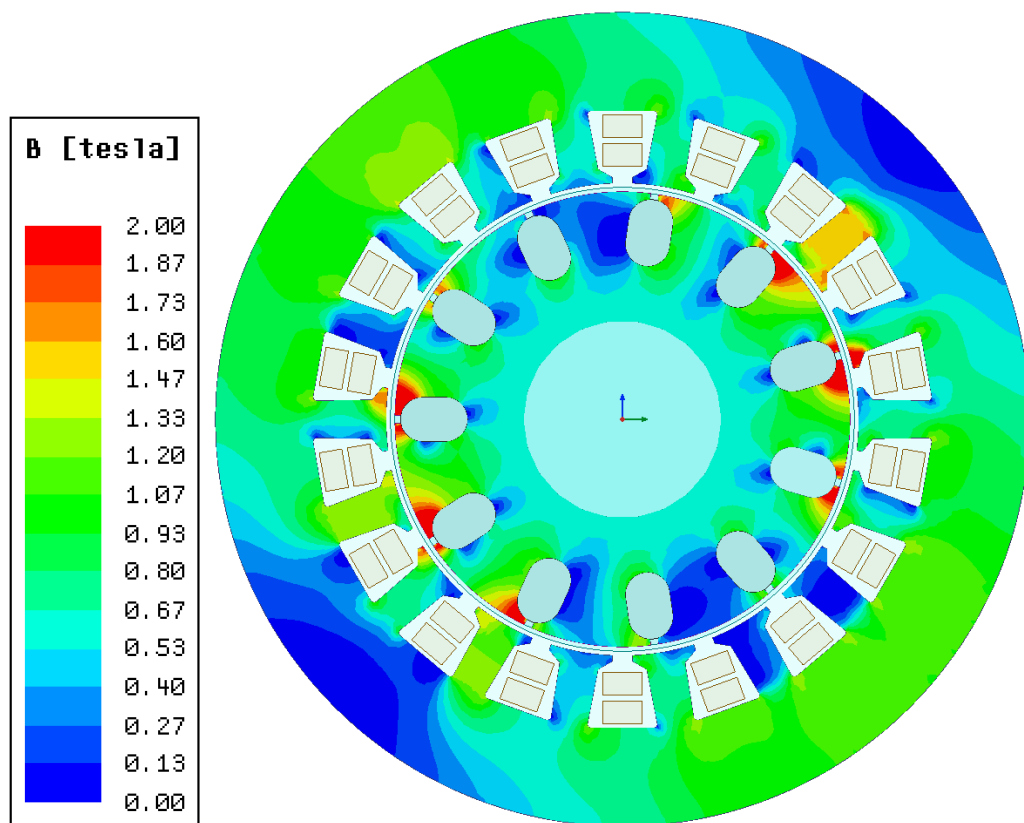
Obr. 4-21 Zobrazení magnetické indukce v modelu motoru pro tvar drážek 2



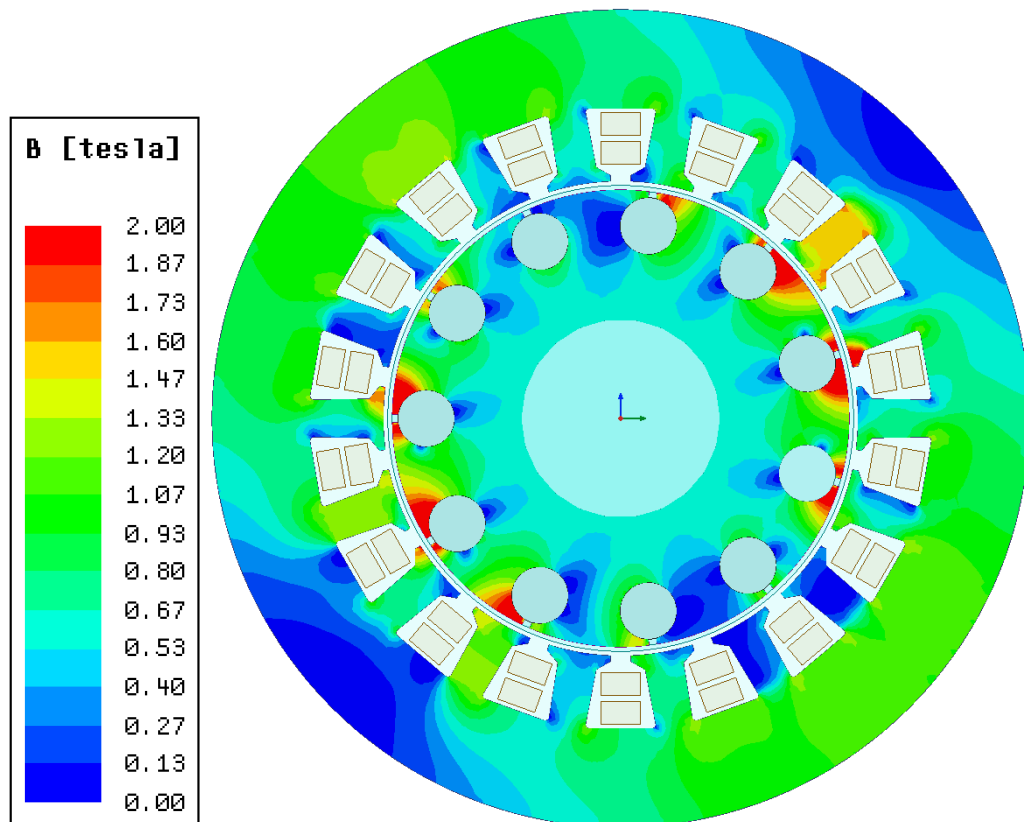
Obr. 4-22 Zobrazení magnetické indukce v modelu motoru pro tvar drážek 3



Obr. 4-23 Zobrazení magnetické indukce v modelu motoru pro tvar drážek 4

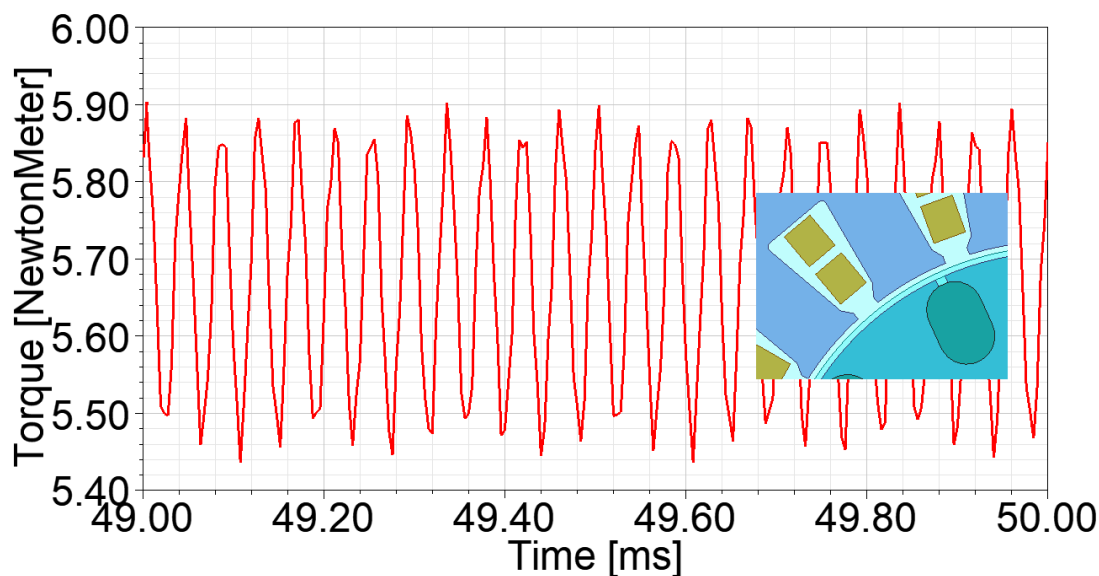


Obr. 4-24 Zobrazení magnetické indukce v modelu motoru pro tvar drážek 5

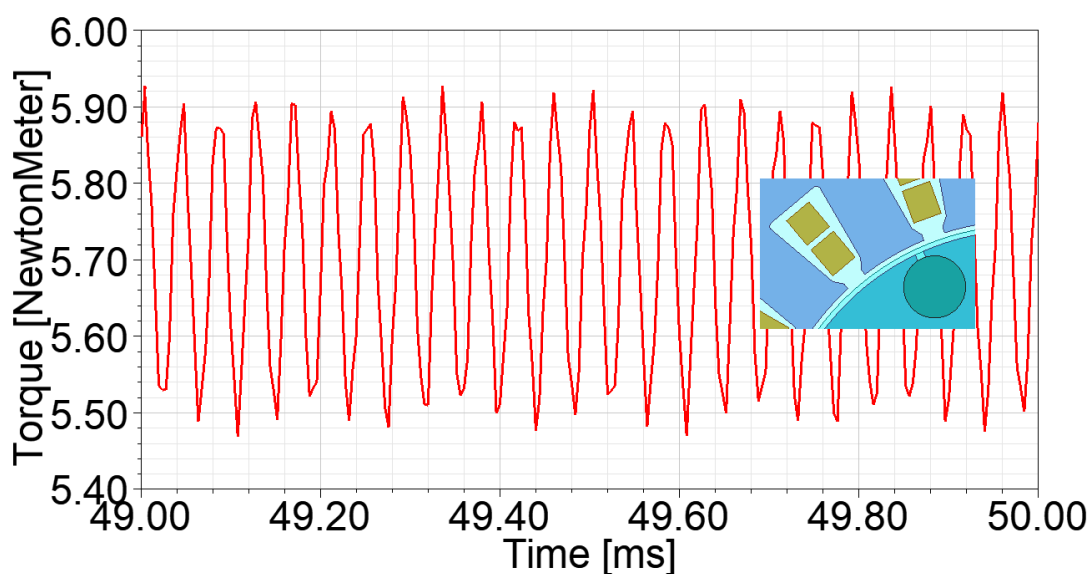


Obr. 4-25 Zobrazení magnetické indukce v modelu motoru pro tvar drážek 6

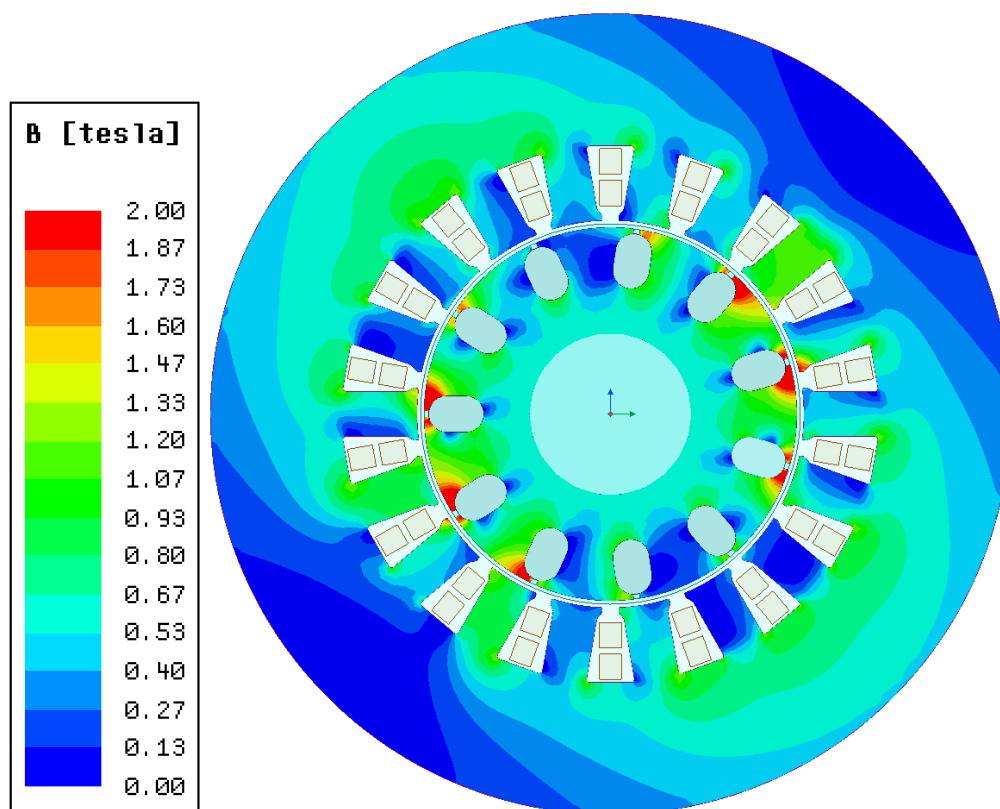
Porovnáním mechanického namáhání, průběhů momentů a sycení drážek byl znovu upraven model motoru a spuštěna analýza. Ze simulovaných 6 modelů se jako nejideálnější ukazují modely s drážkami konstantní šířky a drážkami kulatého tvaru. Pro další simulace byly znovu vytvořeny další 2 modely. Tentokrát byl zvýšen průměr statoru, jelikož dochází k vyššímu sycení, ale pro nižší ztráty v železe je potřeba nižší sycení. K vyššímu sycení dochází také u zubů statoru, tudíž byla zvětšena jejich šířka zúžením a prodloužením drážek statoru při zachování stejného průřezu. Výsledky simulací jsou na obrázcích 4-26 až 4-29.



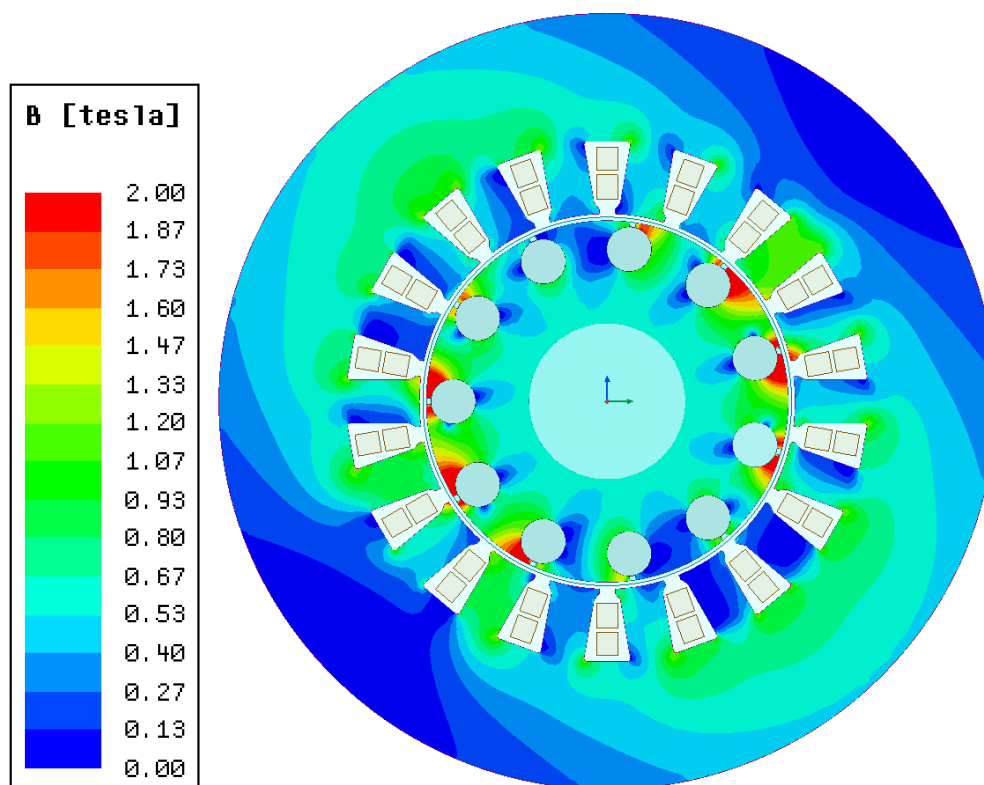
Obr. 4-26 Průběh momentu motoru s vyobrazeným tvarem drážky 7



Obr. 4-27 Průběh momentu motoru s vyobrazeným tvarem drážky 8



Obr. 4-28 Zobrazení magnetické indukce v modelu motoru pro tvar drážek 7



Obr. 4-29 Zobrazení magnetické indukce v modelu motoru pro tvar drážek 8

V následující tabulce je možné vidět porovnání jednotlivých zvlnění momentů. V tabulce jsou znázorněné maximální, minimální a průměrné hodnoty momentu pro jednotlivé typy drážek v ustáleném stavu.

Modifikace drážek	M_{\max} [Nm]	M_{\min} [Nm]	M_{avg} [Nm]	ΔM [Nm]
Otevřené	5,3599	3,9108	4,5827	0,7772
22 drážek	6,3672	4,1894	5,2135	1,1537
22 - zešíkmené	5,5001	5,0032	5,2285	0,2716
22- větší vzduchová mezera	5,7802	5,0578	5,4063	0,3739
Drážka 1	5,9127	5,4593	5,6859	0,2268
Drážka 2	5,8837	5,5244	5,7039	0,1798
Drážka 3	6,4873	5,7190	6,1008	0,3865
Drážka 4	6,4919	5,8963	6,1944	0,2975
Drážka 5	6,0609	5,5776	5,8193	0,2416
Drážka 6	6,0748	5,6012	5,8368	0,2380
Drážka 7	5,9055	5,4360	5,6730	0,2325
Drážka 8	5,9302	5,4692	5,7008	0,2294

Tab. 4-2 Hodnoty momentu pro různé tvary drážek v ustáleném stavu

Jak bylo výše zmíněno, kritické otáčky byly zjišťovány kolegou ze strojní fakulty. Analýza kritických otáček může být prováděna více způsoby. Byla použita metoda konečných prvků. Prvně se vytvoří 3D model rotoru pro metodu konečných prvků a provede se analýza. Na kritické otáčky má vliv mnoho faktorů. Například tuhost ložisek má velký vliv na kritické otáčky rotoru, čím vyšší tuhost, tím vyšší kritické otáčky. Kritické otáčky motoru je také možno změnit použitím jiného materiálu rotoru. Pro zabránění kritických otáček za hranicí ohybu je tedy potřeba sledovat maximální možné prodloužení hřídele v bezpečném rozsahu, použití správného materiálu rotoru a správná ložiska s ideální tuhostí. [6]

Analýzy kritických otáček byly prováděny pro původní rotor stejně jako počáteční simulace momentu. Analýzy byly prováděny dvě, pro různé ložiskové vzdálenosti. První byla prováděna pro ložiskovou vzdálenost 150 mm. Pro tuto vzdálenost ložisek vycházely kritické otáčky na 20269 ot/min, což odpovídá frekvenci cca 334 Hz. Toto je velmi nízká hodnota, pokud je žádané provozovat motor na jmenovitých otáčkách 60 000 ot/min. Z toho důvodu bylo potřeba snížit ložiskovou vzdálenost, což zpevní hřídel rotoru a zvýší kritické otáčky. Ložisková vzdálenost byla tedy snížena na 110 mm. Při této vzdálenosti ložisek vycházejí kritické otáčky 44399 ot/min, což odpovídá frekvenci cca 753 Hz. Tato hodnota je již mnohem blíže 60 000 ot/min. Stále ale chybí přibližně 15 600

ot/min k dosažení požadované rychlosti. Tento rozdíl je ale možné odstranit zpevněním hřídele, což by bylo dosaženo válečkami z pevného materiálu nalisovanými na hřídel doléhající na plechy rotoru. Tímto by došlo k výraznému zpevnění rotoru a tudíž zvýšení kritických otáček nad požadovanou mez. V následující tabulce 4-3 je možné vidět porovnání všech parametrů pro všechny modifikace motoru.

Tab. 4-3 Parametrů pro jednotlivé modifikace motoru

Drážky Modifikace	δ [mm]	I_n [A]	M [Nm]	ΔM [Nm]	B_{z1} [T]	B_{z2} [T]	B_{j1} [T]	B_{j2} [T]	B_δ [T]	ΔP_{j1} [W]	ΔP_{j2} [W]	ΔP_{Fe} [W]	η [-]
Pootevřené	0,8	61,24	5,00	-	1,00	0,94	1,12	0,72	0,44	744,4	432,9	360,7	0,942
Otevřené	0,8	61,06	4,96	0,78	1,00	0,94	1,12	0,72	0,44	751,0	435,9	360,4	0,942
22 drážek	0,8	57,55	5,42	1,15	1,04	0,89	1,16	0,68	0,46	568,8	404,2	386,0	0,947
22 drážek sešikmené	0,8	57,31	5,38	0,27	1,04	0,89	1,16	0,68	0,46	572,0	407,3	385,4	0,947
22 drážek sešikmené	1	58,15	5,45	0,37	1,04	0,89	1,17	0,69	0,46	575,0	402,0	386,6	0,947
Drážka 1	1,4	66,18	5,74	0,23	1,03	0,93	1,15	0,73	0,45	635,5	357,9	380,1	0,947
Drážka 2	1,8	67,91	5,91	0,18	1,03	0,94	1,15	0,73	0,45	641,8	349,8	380,9	0,947
Drážka 3	1	72,29	5,82	0,39	1,02	1,05	1,15	0,74	0,45	659,1	315,5	373,8	0,948
Drážka 4	1,4	75,58	6,22	0,30	1,03	1,07	1,15	0,75	0,45	642,8	297,8	378,9	0,949
Drážka 5	1,4	68,26	5,87	0,24	1,03	1,00	1,16	0,68	0,45	636,3	343,2	379,9	0,948
Drážka 6	1,4	68,07	5,92	0,24	1,03	1,14	1,15	0,63	0,45	626,1	342,8	381,3	0,948
Drážka 7	1,4	66,20	5,54	0,23	0,71	0,97	0,68	0,67	0,44	657,4	364,6	260,2	0,950
Drážka 8	1,4	66,06	5,61	0,23	0,71	1,12	0,68	0,62	0,44	643,9	362,5	261,8	0,950

*Stator – užší, vyšší drážky statoru při pův. průřezu, zvětšený průměr statoru (120 mm)

δ – délka vzduchové mezery

I_n – jmenovitý proud

M – jmenovitý moment

ΔM – zvlnění motoru

B_{z1} – magnetická indukce v zubech statoru

B_{z2} – magnetická indukce v zubech rotoru

B_{j1} – magnetická indukce ve jhu statoru

B_{j2} – magnetická indukce ve jhu rotoru

B_δ – magnetická indukce ve vzduch. mezeře

ΔP_{j1} – Joulovy ztráty ve vinutí statoru

ΔP_{j1} – Joulovy ztráty v tyčích rotoru

ΔP_{Fe} – Ztráty v železe

η – účinnost

5 ZÁVĚR

V této diplomové práci je na počátku rozebrána problematika vysokootáčkových strojů se zobrazením mnoha již navržených motorů různých typů s různými parametry. Nejpoužívanějším typem motoru jsou asynchronní stroje a synchronní stroje s permanentními magnety. Pro tuto práci byl zvolen asynchronní stroj z důvodu jednoduché konstrukce a levnější výroby.

V první praktické části této práce je navržen celý asynchronní motor a zobrazeny základní charakteristiky motoru.

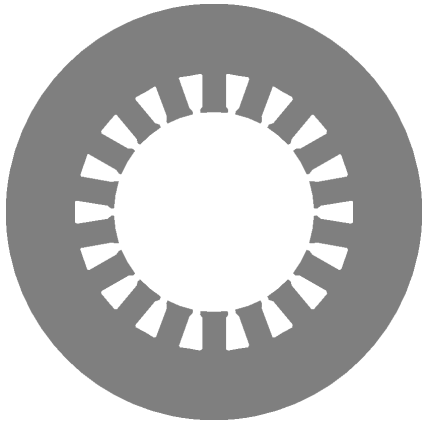
V druhé praktické části jsou všechny parametry vloženy do programu RMxprt, porovnány navržené a vypočtené hodnoty. Poté je z těchto parametrů vytvořen 2D model v Maxwellu. V tomto modelu jsou nastaveny okrajové podmínky, síť pro výpočet metodou konečných prvků, výsledné žádané průběhy atd. Výsledné simulace jsou vyhodnoceny a na jejich základě navrženy další modely pro zlepšení parametrů daného výsledného motoru. Bylo potřeba provést mnoho změn parametrů motoru, jako jsou rozměry statoru a statorových drážek, velikost vzduchové mezery, nebo například tvar a rozměry rotorových drážek/tyčí.

Do celého výsledného návrhu motoru jsou i zahrnuty výsledky mechanických analýz rotoru, jež byly poskytnuty kolegou Ing. Petrem Lošákem, Ph.D. ze strojní fakulty a jež tedy zkoumal rotor z mechanického hlediska, jeho kritické otáčky, a zda celkově rotor vydrží takové otáčky.

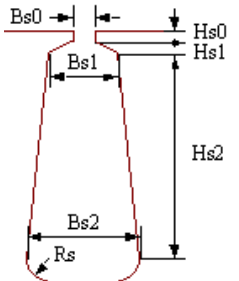
V průběhu práce se došlo k mnoha poznatkům. Použití 22 drážek na rotoru nepřináší žádné podstatné výhody a zbytečně komplikuje výrobu, tudíž tato modifikace nebyla více použita v návrhu stroje a bylo zvoleno původních 11 drážek. Při zaoblení drážek statoru dochází k omezení zbytečného přesycování rohů zubů. Pokud jsou použity větší statorové plechy s upraveným tvarem drážek, klesne syčení plechů, čím se sníží ztráty v železe přibližně o 30%. Tyto ztráty jsou totiž úměrné druhé mocnině magnetické indukce, tudíž malá změna indukce způsobí velkou změnu ve ztrátách v železe stroje. Při zvyšování velikosti vzduchové mezery dochází ke snižování momentových pulzací, ale na druhou stranu se zvyšuje hodnota magnetizačního proudu. Magnetická indukce ve vzduchové mezeře s jejím zvyšováním však zůstává téměř neměnná, přibližně $B_\delta = 0,45 \text{ T}$.

Výsledný finální model a parametry pro výrobu prototypu je možné vidět v tabulce 5-1 a na obrázcích 5-1 až 5-5. Obrázky v tabulkách 5-1 až 5-4 převzaty z programu RMXprt a upraveny. Obrázek v tabulce 5-5 převzat z [2] a upraven.

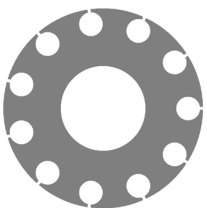
Tab. 5-1 Parametry statoru

Stator			
Vnější průměr	120	mm	
Vnitřní průměr	58,1	mm	
Délka	80	mm	
Počet drážek	18	-	
Počet vrstev vinutí	2	-	
Počet paralelních větví	2	-	
Počet vodičů na drážku	16	-	
Pólová rozteč	8	-	
Počet elementárních vodičů	4	-	
Průměr elementárního vodiče	0,683	mm	
Materiál plechu	Cogent M210-27A	-	

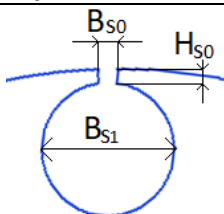
Tab. 5-2 Parametry statorových drážek

Statorové drážky			
H_{s0}	0,7	mm	
H_{s1}	1	mm	
H_{s2}	9	mm	
B_{s0}	2,5	mm	
B_{s1}	4,1	mm	
B_{s2}	7,2	mm	
R_s	0,5	mm	

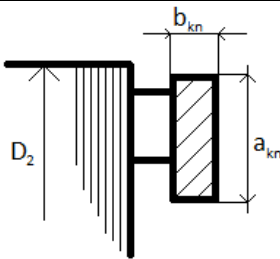
Tab. 5-3 Parametry rotoru

Rotor			
Vnější průměr	56,7	mm	
Vnitřní průměr	24,3	mm	
Délka	80	mm	
Počet drážek	11	-	
Materiál plechu	Cogent M210-27A	-	
Materiál tyčí	GLIDCOP AL-15	-	

Tab. 5-4 Parametry rotorových drážek

Rotorové drážky			
H_{s0}	0,7	mm	
B_{s0}	1	mm	
B_{s1}	7	mm	

Tab. 5-5 Parametry kruhů nakrátko

Rotorová klec			
D_2	56,7	mm	
a_{kn}	8,05	mm	
b_{kn}	9,55	mm	
Materiál	GLIDCOP AL-15	-	

Literatura

- [1] KARÁSEK, L. *Návrh vysokootáčkového motoru 350 kW 40 000 min⁻¹*. Brno: Vysoké učení technické v Brně, Fakulta elektrotechniky a komunikačních technologií, 2016. 95 s.
- [2] KOPYLOV, Igor. *Stavba elektrických strojů*. 1988. Moskva: Mír.
- [3] Cogent. Non oriented electrical steel: Typical data. 2011.
- [4] GERADA, David, Abdeslam MEBARKI, Neil BROWN, Chris GERADA, Andrea CAVAGNINO a Aldo; BOGLIETTI. *High-Speed Electrical Machines: Technologies, Trends, and Developments*. IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTROCNICS, 2014.
- [5] KLÍMA, Jiří a Čestmír ONDRŮŠEK. Vliv proměnné délky vzduchové mezery u vysokootáčkového asynchronního motoru s masivním rotorem. 2017, (2), 8. ISSN 1213-1539.
- [6] XING, Zezhi a Xiuhe WANG. Critical Speed Calculation and Modal Analysis of Rotor for High-Speed Machine. 2017, 6.
- [7] *GLIDCOP® AL-15 Dispersion Strengthened Copper*. North American Höganäs High Alloys LLC, 2013, 2.
- [8] KIM, Dong-Jun a Do-Kwan HONG. An Analytical Approach for a High Speed and High Efficiency Induction Motor Considering Magnetic nad Mechanical Problems. [online]. 2013, , 4 [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6514545>
- [9] HUANG, Ziyuan a Jiancheng FANG. Loss Calculation and Thermal Analysis of Rotors Supported by Active Magnetic Bearings for High-Speed Permanent-Magnet Electrical Machines [online]. 2016, , 9 [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7328290>
- [10] DONG, Baotian a Kun WANG. *High-speed Permanent Magnet Motor with Magnetic Bearings: Multi-physics Analysis, Cooling Desfing nad Experiment* [online]. [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7837532>
- [11] LUISE, F. a A. TESSAROLO. *Design and Technology Solutions for High-Efficiency High-Speed Motors* [online]. [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6349857>
- [12] OGUZ, Ahmet Hakan a Mehmet Onur GÜLLBAHCE. *Design and Optimization of an Axially-Slitted High-Speed Solid Rotor Induction Motor* [online]. [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7394553>
- [13] ZHANG, Fengge a Ye HAO. *Design and Analysis of 100kW High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor* [online]. 2016 [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7513066>

- [14] PYRHÖNEN, Juha a Janne NERG. *High-Speed High-Output Solid-Rotor Induction-Motor Technology for Gas Compression* [online]. [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=4895247>
- [15] KLUSÁČEK, Bc. Jiří. *Návrh a Analýza Vysokorychlostního Asynchronního Motoru* [online]. 2011, 73 [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: https://www.vutbr.cz/www_base/zav_prace_soubor_verejne.php?file_id=38928
- [16] BOGLIETTI, Aldo a Radu Iustin BOJOI. Analysis and Modeling of Rotor Slot Enclosure Effects in High-Speed Induction Motors. [online]. 2012 [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6199974
- [17] LIM, Myung-Seop a Ji-Min KIM. *Design of an Ultra-High-Speed Permanent-Magnet Motor for an Electric Turbocharger Considering Speed Response Characteristics* [online]. [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7762723>
- [18] KIM, Yoon-ho a Sang-sun KIM. *Speed Sensorless Vector Control of High-Speed Induction Motors using Intelligent Control Algorithm* [online]. [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=724211>
- [19] FANG, Jiancheng a Shilei XU. Effects of Eddy Current in Electrical Connection Surface of Laminated Cores on High-Speed PM Motor Supported by Active Magnetic Bearings[online]. [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7134762>
- [20] MAO, Kun a Siqiang ZHENG. Analysis and Suppression of Magnetically Levitated Rotor Vibration Influence for High-Speed Permanent Magnet Motor Sensorless Control[online]. [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7837320>
- [21] LIU, Bin a Rod BADCOCK. Electromagnetic Characteristic Analysis and Optimization Design of a Novel HTS Coreless Induction Motor For High-Speed Operation [online]. [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8259244>
- [22] JASTRZEBSKI, Rafal P. a Pekko JAATINEN. *Design of 6-slot inset PM bearingless motor for high-speed and higher than 100 kW applications* [online]. [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8002143>
- [23] NOGUCHI, Toshihiko a Takehiro KOMORI. *Eddy-Current Loss Analysis of Copper-Bar Windings of Ultra High-Speed PM Motor* [online]. [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7101455>
- [24] TESSAROLO, Alberto a Cristina BASSI. Investigation Into the High-Frequency Limits and Performance of Load commutated Inverters for High-Speed Synchronous Motor Drives[online]. [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6177661>
- [25] KLÍMA, Jiří, Martin MACH a Ondřej VÍTEK. *Analysis of high speed squirrel cage induction motors* [online]. [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7165358>

- [26] GAO, Nansha a Lie YU. *Research on Loss and Electromagnetic Heat Coupling of High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor* [online]. [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6617897>
- [27] WANG, Ji-huan a Su-dan HUANG. Sensorless Vector Control for High-Speed Permanent Magnet Disk Synchronous Motors [online] [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6828241>
- [28] ZHANG, Jiancheng a Wei CHEN. *Evaluation of Applying Retaining Shield Rotor for High-Speed Interior Permanent Magnet Motors* [online]. [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7093469>
- [29] KIM, Kwan-Ho a Hyung-Il PARK. *Comparative Study of Electromagnetic Performance of High-Speed Synchronous Motors With Rare-Earth and Ferrite Permanent Magnets* [online]. [cit. 2019-04-23]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7415961>
- [30] ČEŘOVSKÝ, Zdeněk a Jaroslav NOVÁK. *High Speed Synchronous Motor Control for Electrically Driven Compressors on Overcharged Gasoline or Diesel Engines* [online]. [cit. 2019-04-26]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5414656>
- [31] CHEN, Duo a Ming FENG. *The Influence of Magnetic Field on Losses of High-Speed Permanent Magnet Motor* [online]. (2016) [cit. 2019-04-26]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7558529>
- [32] DONG, Jianning a Yunkai HUANG. *Thermal Optimization of a High-Speed Permanent Magnet Motor* [online]. [cit. 2019-04-26]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6748949>
- [33] HONG, Do-Kwan a Byung-Chul WOO. Electrical, Structural and Rotordynamic Analysis of Ultra High Speed Motor with Shrink Fit Rotor for Air Blower Cooling Fuel Cells [online]. [cit. 2019-04-26]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5481453>
- [34] UPADHYAY, Parag a Ned MOHAN. Design and FE Analysis of Surface Mounted Permanent Magnet Motor/Generator for High-speed Modular Flywheel Energy Storage Systems [online]. [cit. 2019-04-26]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5316303>
- [35] PARK, Jung-Hyung a Tae-Yong LEE. *Analysis and Design of High Speed Permanent Magnet Synchronous Motor for Turbilo Blower System* [online]. [cit. 2019-04-26]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7168009>
- [36] JANG, Gang-Hyeon a Ji-Hun AHN. Design and Characteristic Analysis of a High-Speed Permanent Magnet Synchronous Motor Considering the Mechanical Structure for High-Speed and High-Head Centrifugal Pumps [online]. [cit. 2019-04-26]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8400534>
- [37] JIWEI, Cao a Lei QUN. *Design and Experiment of High Speed Motor Test System* [online]. [cit. 2019-04-26]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=8492128>

- [38] JUN, hyun-Woo a Ju LEE. *Study on the Optimal Rotor Retaining Sleeve Structure for the Reduction of Eddy-Current Loss in High-Speed SPMSM* [online]. [cit. 2019-04-26]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=7093515>
- [39] GESSESE, Yoseph a Andreas BINDER. *Analysis of the effect of radial rotor surface grooves on rotor losses of high speed solid rotor induction motor* [online]. [cit. 2019-04-26]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=5544763>
- [40] F. GIERAS, Jacek. *Comparison of High-Power High-Speed Machines: Cage Induction versus Switched Reluctance Motors* [online]. [cit. 2019-04-26]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=821846>
- [41] MATSUSE, Kouki a Noburo KANEKO. *Analysis of Inverter-fed High Speed Induction Motor Considering Skew Factor and Crosspath Resistance between Adjacent Rotor Bars for Wide Speed Range* [online]. [cit. 2019-04-26]. Dostupné z: <https://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=557100>
- [42] BÁRTA, J.; ONDRŮŠEK, Č.; LOŠÁK, P.; VLACH, R. *Design of High-Speed Induction Machine for the 6 kW, 120 000 rpm Helium Turbo- Circulator. In USB Proceedings 2016 XXII International Conference on Electrical Machines (ICEM). 2016. s. 1554-1560. ISBN: 978-1-5090-2537- 4.*
- [43] A. Borisavljevic *Limits, modeling and design of high-speed permanent magnet machines*. S.l.: [s.n.], 2011. ISBN 9789085708377.

Seznam symbolů a zkratek

Zkratky:

SmCo	...	samarium cobalt
FeNdB	...	železo neodým bor

Symbole:

A	...	lineární proudová hustota	[A/m]
a	...	počet paralelních větví vinutí	[-]
α_δ	...	činitel pólového krytí	[-]
B	...	délka přímé části cívky při výstupu z drážky od čela svazku do ohybu čela	[m]
β	...	činitel zkrácení kroku	[-]
B_{s0}	...	otevření drážky	[m]
B'_{s2}	...	maximální šířka drážky statoru s uvažováním vůle na skládání plechů	[m]
B'_{s1}	...	minimální šířka drážky statoru s uvažováním vůle na skládání plechů	[m]
B_{01}	...	Amplituda pulsací indukce ve vzduchové mezeře nad hlavami zubů	[T]
β_{01}	...	koeficient závisející na poměru otevření drážek rotoru ke vzduchové mezeře	[-]
B_δ	...	magnetická indukce ve vzduchové mezeře	[T]
B_{j1}	...	magnetická indukce ve jhu statoru	[T]
B_{j2}	...	magnetická indukce ve jhu rotoru	[T]
B_{\max}	...	maximální hodnota magnetické indukce	[T]
B_{p1}, B_{p2}	...	amplituda pulzací indukce ve středním průřezu statoru a rotoru	[T]
B_{z1}	...	magnetická indukce v zubech statoru	[T]
$B_{výp}$...	výpočtová hodnota magnetické indukce	[T]
B_{z2}	...	magnetická indukce v zubech rotoru	[T]
B_{s2}	...	maximální šířka drážky statoru	[m]
B_{s1}	...	minimální šířka drážky	[m]

b_{z1}	...	šířka zubu statoru	[m]
b'_z	...	nejmenší šířka zubu	[m]
b''_z	...	největší šířka zubu	[m]
$\cos\varphi$...	účinník	[-]
$\cos\varphi_0$...	účinník naprázdno	[-]
γ	...	činitel kroku vinutí	[-]
γ_{Fe}	...	hustota oceli ($\text{kg}\cdot\text{m}^{-3}$)	$[\text{kg}/\text{m}^3]$
$^{\circ}\text{C}$...	stupeň Celsia	[-]
δ	...	délka vzduchové mezery	[m]
Δ	...	činitel přepočtu proudů v kruhu na proud v tyči	[-]
d_i	...	průměr izolovaného vodiče	[m]
ΔP	...	celkové ztráty motoru	[W]
ΔP_{j1}	...	elektrické ztráty naprázdno	[W]
ΔP_{j1}	...	Joulovy ztráty ve všech fázích vinutí statoru [W]	
ΔP_{j2}	...	Joulovy ztráty ve všech fázích vinutí rotoru [W]	
ΔP_{mech}	...	mechanické ztráty	[W]
$\Delta P_{\delta p1}$...	celkové povrchové ztráty ve statoru	[W]
$\Delta P_{\delta p2}$...	celkové povrchové ztráty v rotoru	[W]
ΔP_{p1}	...	pulzní ztráty v zubech statoru	[W]
ΔP_{p2}	...	pulzní ztráty v zubech rotoru	[W]
ΔP_{Feh}	...	hysterezní ztráty v železe	[W]
ΔP_{Fed}	...	dodatečné ztráty v železe	[W]
ΔP_{Fe}	...	celkové ztráty v železe	[W]
$\Delta b_d, \Delta h_d$...	rozměry pro uvažování vůle na skládání plechů	[m]
D	...	průměr vzduchové mezery	[m]
D_e	...	vnější průměr statoru	[m]
D_i	...	vnitřní průměr rotoru	[m]
D_r	...	vnější průměr rotoru	[m]
D_{kn}	...	průměr kruhů nakrátko	[m]
ξ	...	činitel pro výpočet diferenčního rozptylu	[-]
F_m	...	magnetické napětí obvodu na jednu pólovou dvojici [A]	
H_{j1}, H_{j2}	...	intenzita magnetického pole ve jhu statoru a rotoru [A/m]	

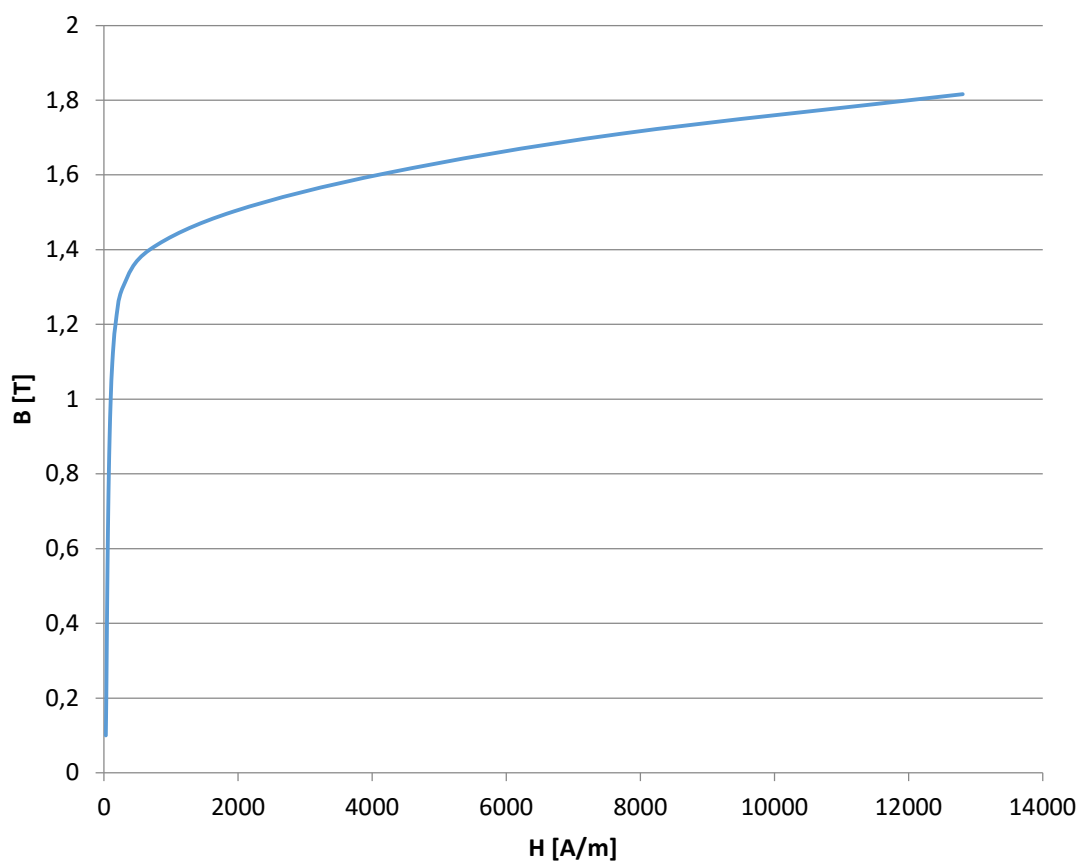
H_{z1}, H_{z2}	...	intenzita magn. pole v zubech statoru a rotoru	[A/m]
h	...	výška osy motoru	[m]
H_{d1}	...	výška zubu statoru	[m]
H_{d2}	...	výška zubu rotoru	[m]
H'_{s2}	...	hloubka drážky bez konce zubu s uvažováním vůle na skládání plechů	[m]
H_{s2}	...	hloubka drážky bez konce zubu	[m]
H_{d1}	...	celková hloubka drážky	[m]
h_{j1}	...	výška jha statoru	[m]
h_{j2}	...	výška jha rotoru	[m]
h_k	...	výška klínové části drážky	[m]
H_{s0}	...	výška otevření drážky	[m]
I	...	proud	[A]
I_0	...	proud naprázdno	[A]
I_{IN}	...	jmenovitý proud jedné fáze statoru	[A]
I_{kn}	...	proud v kruzích nakrátko	[A]
I_μ	...	magnetizační proud	[A]
i_μ	...	poměrný magnetizační proud	[-]
l_{j1}	...	délka střední magn. indukční čáry ve jhu statoru	[m]
l_{j2}	...	délka střední magn. indukční čáry ve jhu rotoru	[m]
J_1	...	proudová hustota	[A/m ²]
k_B	...	činitel tvaru pole	[-]
k_E	...	poměr indukovaného napětí vinutí statoru ke jmenovitému napětí	[-]
k_r	...	činitel rozlohy vinutí	[-]
k_y	...	činitel zkrácení kroku	[-]
k_v	...	činitel vinutí	[-]
k_{v1}	...	činitel statorového vinutí	[-]
k_{Fe}	...	činitel plnění železa	[-]
k_h	...	činitel pro výpočet rozměrů rotoru	[-]
k_c	...	Carterův činitel	[-]
K_c, K_v	...	činitelé pro výpočet rozměrů čel vinutí	[-]

K_D	...	koeficient pro výpočet rozměrů statoru	[-]
k_μ	...	činitel nasycení magnetické obvodu	[-]
k_z	...	činitel nasycení zubů	[-]
k_\sim	...	činitel zvětšení odporu působením skin efektu	[-]
k'_β	...	činitelé vinutí závisující na kroku vinutí	[-]
$k_{01(2)}$...	činitel respektující vliv opracování hlav zubů	[-]
k_{dj}, k_{dz}	...	činitelé uvažující vliv nerovnoměrnost rozložení toku v částech magnetického obvodu a vliv použité technologie výroby statorového svazku	[-]
kW	...	kilowatt	[kW]
l_i, l_1, l_{Fe1}, l'_i	...	délka vzduchové mezery	[m]
L	...	celková délka vodičů jedné fáze vinutí	[m]
l_{av}	...	střední délka závitu vinutí	[m]
l_d	...	délka drážkové části	[m]
l_ξ	...	délka čela vinutí	[m]
λ_ξ	...	činitel magnetické vodivosti rozptylu čel	[-]
λ_{dif}	...	činitel magnetické vodivosti diferenčního rozptylu	[-]
m	...	počet fází	[-]
m/s	...	metry za sekundu	[m/s]
mm	...	milimetry	[mm]
m_{j1}, m_{z1}	...	hmotnosti železa jha a zubů statoru (kg)	[kg]
m_{j2}, m_{z2}	...	hmotnosti železa jha a zubů rotoru (kg)	[kg]
μ_0	...	permeabilita vakua	[-]
n	...	otáčky	[min ⁻¹]
N_1	...	počet závitů v jedné fázi vinutí	[-]
η	...	účinnost	[-]
n_p	...	počet dílčích vodičů	[-]
ω_s	...	synchronní úhlová rychlost	[rad/s]
ot/min	...	otáčky za minuty	[ot/min]
Φ	...	magnetický tok	[Wb]
p	...	počet pólových dvojic	[-]
P_i	...	elektromagnetický výkon	[kW]

p_z	...	přepočítací činitel	[-]
$P_{\delta p1} / P_{\delta p2}$...	hustota povrchových ztráty statoru a rotoru	[W/m ²]
Q_1	...	počet drážek statoru	[-]
Q_2	...	počet drážek rotoru	[-]
q	...	počet drážek na pól a fázi	[-]
rpm	...	rotations per minute (otáčky za minutu)	[rpm]
R_1	...	odpor statorového vinutí	[Ω]
R_2	...	odpor rotorového vinutí	[Ω]
R'_2	...	odpor R_2 přepočítaný na závit statorového vinutí	[Ω]
R_t	...	odpor rotorových tyčí	[Ω]
R_{kn}	...	odpor kruhů nakrátko	[Ω]
R_{12}, R_{Fe}	...	fiktivní odpor reprezentující ztráty v železe	[Ω]
r_1, r'_2, r_{12}	...	poměrné hodnoty odporů	[-]
S_i	...	plocha izolace	[m ²]
S'_d	...	plocha drážky zbývající pro vinutí	[m ²]
S_d	...	plocha příčného průřezu drážky	[m ²]
S'_{efl}	...	předběžný efektivní průřez vodiče	[m ²]
S_v	...	průřez zvoleného vodiče	[m ²]
S_{v1}	...	plocha izolační vložky v drážce	[m ²]
ρ_g	...	rezistivita vinutí při uvažované teplotě	[Ω·mm ² /m]
ρ_t, ρ_{kn}	...	rezistivita materiálu tyče a kruhu nakrátko	[Ω·mm ² /m]
t_p	...	pólová rozteč	[m]
t_d	...	drážková rozteč	[m]
U_δ	...	magnetické napětí vzduchové mezery	[A]
U_i	...	indukované napětí	[V]
U_{1N}	...	jmenovité fázové napětí	[V]
U_{j1}	...	magnetické napětí jha statoru	[A]
U_{j2}	...	magnetické napětí jha rotoru	[A]
U_{z1}	...	magnetické napětí zubů statoru	[A]
U_{z2}	...	magnetické napětí zubů rotoru	[A]
v_c	...	obvodová rychlost	[m/s]
V_d	...	počet efektivních vodičů v drážce	[-]

V_d'	...	předběžný počet efektivních vodičů v drážce	[-]
$X_{1\sigma}$...	rozptylová reaktance statorového vinutí	[Ω]
$X_{2\sigma}$...	rozptylová reaktance rotorového vinutí	[Ω]
$X_{2\sigma}'$...	rozptylová reaktance rotorového vinutí přepočítaná na počet závitů statorového vinutí	[Ω]
$X_{12}=X_\mu$...	magnetizační reaktance	[Ω]
$x_{1\sigma}, x_{2\sigma}', x_{12}$...	poměrné hodnoty reaktancí	[-]
Z_{12}, Z_μ	...	magnetizační impedance	[Ω]

Použité grafy



Obr. 3-5-2 BH křivka plechů Cogent M210-27A (hodnoty převzaty z [3])